

A1

POWER-ON RESET FOR TRANSPONDER

Publication number: JP2002544612 (T)

Publication date: 2002-12-24

Inventor(s):

Applicant(s):

Classification:

- International: G01L17/00; B60C23/04; B60C23/20; G08C17/02; H03K17/22; H04B1/59; G01L17/00; B60C23/00; B60C23/02; G08C17/00; H03K17/22; H04B1/59; (IPC1-7): G08C17/02; B60C23/04; G01L17/00; H03K17/22; H04B1/59

- European: B60C23/04C4; B60C23/04C6C

Application number: JP20000618102T 19991215

Priority number(s): US19990134398P 19990517; WO1999US29723 19991215

Also published as:

WO0069663 (A1)

EP1187731 (A1)

EP1187731 (B1)

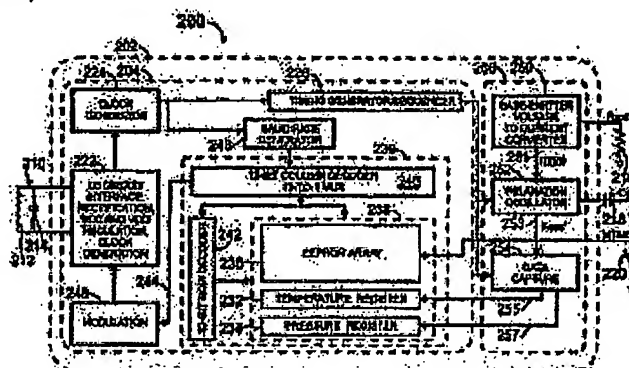
DE69912855 (T2)

BR9917303 (A)

Abstract not available for JP 2002544612 (T)

Abstract of corresponding document: WO 0069663 (A1)

A power-on reset for a transponder (102, 200, 400) capable of measuring one or more parameters (e.g., temperature, pressure) in an object (e.g., a tire, 104) and transmitting a data stream (Figures 3C, 4B) to an external reader/interrogator (106). The transponder typically operates in a passive mode, deriving its power (V_{xx} , V_{cc} , V_{dd}) from an RF interrogation signal received by an antenna system (210, 410), but can also operate in a battery-powered active mode. The transponder includes memory (238, 438) for storing measurements, calibration data, programmable trim settings (436b), transponder ID and the like. A power-on reset circuit (600) prevents operation of the transponder until it is stable, and starts transmission of the data stream at a first bit of the data stream, in order to ensure a first-pass transmission of a complete data stream.; It also prevents modulation of the antenna system for data stream transmission if the power levels are too low for stable transponder operation during modulation.



(11)特許出願公表番号

特表2002-544612

(P2002-544612A)

(43)公表日 平成14年12月24日(2002.12.24)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	FI	テマコード* (参考)
G 0 8 C 17/02		B 6 0 C 23/04	N 2 F 0 5 5
B 6 0 C 23/04		G 0 1 L 17/00	D 2 F 0 7 3
G 0 1 L 17/00		H 0 3 K 17/22	C 5 J 0 5 5
H 0 3 K 17/22		H 0 4 B 1/59	
H 0 4 B 1/59		G 0 8 C 17/00	B
		審査請求 未請求	予備審査請求 有 (全104頁)

(21) 出願番号	特願2000-618102(P2000-618102)
(86) (22) 出願日	平成11年12月15日(1999.12.15)
(85) 翻訳文提出日	平成13年11月19日(2001.11.19)
(86) 国際出願番号	PCT/US99/29723
(87) 国際公開番号	WO00/69663
(87) 国際公開日	平成12年11月23日(2000.11.23)
(31) 優先権主張番号	60/134,398
(32) 優先日	平成11年5月17日(1999.5.17)
(33) 優先権主張国	米国(US)

(71) 出願人 ザ・グッドイヤー・タイヤ・アンド・ラバ
ー・カンパニー
THE GOODYEAR TIRE &
RUBBER COMPANY
アメリカ合衆国オハイオ州44316-0001,
アクロン, イースト・マーケット・ストリ
ート 1144
1144 East Market Stre
et, Akron, Ohio 44316-
0001, U. S. A.

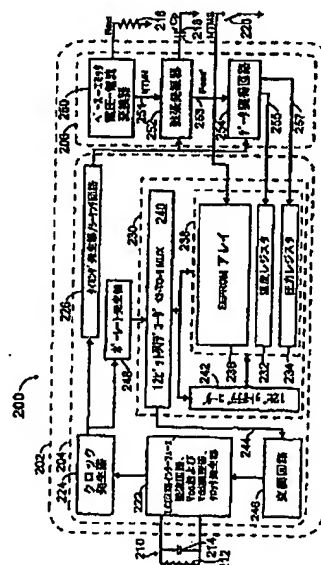
(74) 代理人 弁理士 金田 暢之 (外2名)

[最終頁に続く](#)

(54)【発明の名称】 トランスポンダのための電力供給オン・リセット

(57) 【要約】

物体（たとえば、タイヤ、104）内の1つまたは複数のパラメータ（たとえば、温度、圧力）の測定と、データ流（図3C、図4B）を外部の読取器／質問器（106）への送信とができるトランスポンダ（102、200、400）用電力オン・リセットである。このトランスポンダは、アンテナ装置（210、410）により受けられたRF質問信号からその電力（ V_{xx} 、 V_{cc} 、 V_{dd} ）を取り出す受動モードで通常動作するが、電池で電力を得る能動モードで動作することもできる。トランスポンダは測定値と、校正データと、プログラム可能なトリム設定（436b）と、トランスポンダID等を含んでいる。電力オン・リセット回路（600）がトランスポンダが安定するまでその動作を阻止し、完全なデータ流の第1のバス送信を確実に行うために、データ流の第1のビットでデータ流の送信を開始する。それは、変調中にトランスポンダが安定に動作できないほど電力レベルが低いならば、データ送信のためのアンテナ装置の変調を阻止もする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数の回路（200、400）と、入力電圧（ V_{xx} ）を含む電力（ V_{xx} 、 V_{cc} 、 V_{dd} ）を複数の回路に供給する電源（222、422、423）とを備えているRFトランスポンダ（102、200、400）において、

複数の回路の1つは、他の複数の回路を適切に動作させるために十分な電力（ V_{start} 、 $V_{sustain}$ ）を供給しなければ、他の複数の回路を動作しないリセット状態に維持するリセット信号（ INT_RES 、 $RESET$ ）を発生する電力供給オン・リセット（POR）回路（482、600）を備え、

他の複数の回路の少なくとも1つが、リセット信号が発生された時に、完全なデータ流の第1のバス送信を確保するために、データ流の第1のビットにおいてデータ流の送信を開始する制御論理（440、442）を備えている、ことを特徴とするRFトランスポンダ。

【請求項2】 リセット信号の状態をセットおよびクリアするためのフリップフロップ回路（650）と、

比較器（634）の入力端子に接続され、フリップフロップ回路がトランスポンダの突然の電力上昇後の遅延時間（ $Ramp_Delay$ ）の間リセット信号をオン状態に保持するようにフリップフロップ回路を制御する $init$ 遅延回路（620）と、

を備えることを特徴とする請求項1に記載のRFトランスポンダ。

【請求項3】 リセット信号の状態をセットおよびクリアするためのフリップフロップ回路（650）と、

第1の比較器（638）に接続され、電圧制限回路（640）に入力信号（ $V_{\#SUSTAIN}$ ）を供給する分圧器（610）とを備え、

前記電圧制限回路は、フリップフロップ回路が、最低維持電圧（ $V_{sustain}$ ）より低いか、それに等しい入力電圧に応答してリセット信号をセットし、かつ最低維持電圧より高い入力電圧に応答してリセット信号をクリアするするよう、フリップフロップ回路を制御することを特徴とする請求項1に記載のRFトランスポンダ。

【請求項4】 最低維持電圧が異なるトランスポンダ動作モード（能動、受動）で異なる値（ $V_{sustain}$ （能動）、 $V_{sustain}$ （受動）、 V_{start} ）を有することを特徴とする請求項3に記載のRFトランスポンダ。

【請求項5】 能動トランスポンダ動作モードにおいて、電源は複数の回路のための電力を電池から取り出し、

受動トランスポンダ動作モードにおいて、電源は複数の回路のための電力をアンテナ装置（210、410）により受けられたRF信号から取り出すことを特徴とする請求項4に記載のRFトランスポンダ。

【請求項6】 分圧器に接続され、入力信号（ V_START ）を電圧制限回路に供給する第2の比較器（636）を備え、

前記電圧制限回路は、入力電圧が最低維持電圧（ $V_{sustain}$ ）より低いか、それに等しい値から最低スタート電圧（ V_{start} ）まで上昇している間にフリップフロップ回路がリセット信号をセットし、かつ入力電圧が最低スタート電圧より高く上昇する時にフリップフロップ回路がリセット信号をクリアするようにフリップフロップ回路を制御することを特徴とする請求項3に記載のRFトランスポンダ。

【請求項7】 入力電圧が最低スタート電圧より高く上昇した後で、入力電圧が最低維持電圧より高いままである限り、フリップフロップ回路がクリアされたりセット信号を維持するように、かつ入力電圧が最低スタート電圧より高く上昇した後で、入力電圧が最低維持電圧より低いか、それに等しい電圧まで降下した時に、フリップフロップ回路がリセット信号をセットするように、第1の比較器からの入力信号と第2の比較器からの入力信号を組合わせる電圧制限回路内の論理（633f、642、644、646、648、633e）を備えることを特徴とする請求項6に記載のRFトランスポンダ。

【請求項8】 電力上昇の開始後に、遅延時間（ $Ramp_Delay$ ）である第1の期間と、入力電圧が最低電圧（ $V_{sustain}$ 、 V_{start} ）より高くまで上昇する間に費やされる時間である第2の期間のうちの長いほうの期間の間、フリップフロップ回路がリセット信号をオン状態に保つように、フリップフロップ回路の制御を電圧制限回路と分担する第2の比較器（634）の入力

端子に接続されている `init` 遅延回路 (620) を備えることを特徴とする請求項3に記載のRFトランスポンダ。

【請求項9】 外部リセット信号 (`EXT_RES`) のための入力 (`RES`) と、

外部リセット信号を `POR` が発生したリセット信号 (`INT_RES`) に組合わせて組合わされたりセット信号 (`RESET`) を形成する少なくとも1つの論理素子 (658、633c) とを備え、

組合わされたりセット信号は外部リセット信号または `POR` が発生したリセット信号のいずれかがセットされたことに応答してセットされ、組合わされたりセット信号は、外部リセット信号と `POR` が発生したリセット信号が両方ともクリアされた時に、クリアされることを特徴とする請求項1に記載のRFトランスポンダ。

【請求項10】 アースと外部リセット信号のための入力との間に接続されているゲート (`N30`) を備え、

電源電圧が論理制御に適するレベルにある時に外部リセット信号がクリアされるように、ゲートは電源電圧の1つ (`Vdd`) により制御されることを特徴とする請求項9に記載のRFトランスポンダ。

【請求項11】 `POR` 回路のための電力が利用可能な調整された最高電圧 (`Vxx`) であり、

複数の回路のうちの他方の回路より前に電力供給オン・リセット回路が機能するように、最少電力使用および最低可能電圧での動作のために電力供給オン・リセット回路の部品が選択されることを特徴とする請求項1に記載のRFトランスポンダ。

【請求項12】 電力供給オン・リセット回路が、

低電流3段比較器 (634、636、638) と、

シュミットトリガ・インバータ (631b、631c、631d) と、

オンチップ高ボリ抵抗値を利用する低電流分圧器 (610) と、

を備えていることを特徴とする請求項11に記載のRFトランスポンダ。

【請求項13】 複数の回路 (200、400) と、入力電圧 (`Vxx`) を

含む電力 (V_{xx} 、 V_{cc} 、 V_{dd}) を複数の回路に供給する電源 (222、422、423) とを備えるRFトランスポンダ (102、200、400) の、電力上昇中および電力下降中の動作を制御する方法において、

複数の回路の適正な動作を確保するために十分な電力 (V_{start} 、 $V_{sustain}$) を電源が有しなければ複数の回路のうちの選択された回路を動作しないリセットモードに維持するリセット信号 (INT_RES 、 $RESET$) を発生することと、

リセット信号が発生された時に、完全なデータ流の第1のバス送信を確保するために、送信すべきデータ流の第1のビットでデータ送信を開始することと、を備えることを特徴とする電力上昇中および電力下降中のRFトランスポンダ (102、200、400) の動作を制御する方法。

【請求項14】 トランスポンダの突然の電力供給後に遅延時間 ($Ramp_Delay$) の間リセット信号をオン状態に保持すること、を備えることを特徴とする請求項13に記載の方法。

【請求項15】 最低維持電圧 ($V_{sustain}$) より低いか、それに等しい入力電圧に応答してリセット信号をセットすることと、

最低維持電圧より高い入力電圧に応答してリセット信号をクリアすることと、を備えることを特徴とする請求項13に記載の方法。

【請求項16】 最低維持電圧の値を、RFトランスポンダのための種々の動作モード (能動、受動) を基にして、トランスポンダ動作のための種々の値 ($V_{sustain}$ (能動)、 $V_{sustain}$ (受動)、 V_{start}) に選択することを備えることを特徴とする請求項15に記載の方法。

【請求項17】 能動トランスポンダ動作モードにおいては、電源は複数の回路のための電力を電池から取り出し、

受動トランスポンダ動作モードにおいては、電源は複数の回路のための電力をアンテナ装置 (210、410) により受けられたRF信号から取り出す、ことを特徴とする請求項16に記載の方法。

【請求項18】 入力電圧が最低維持電圧 ($V_{sustain}$) より低いか、それに等しい値から最低スタート電圧 (V_{start}) まで上昇する間にリセ

ット信号をセットすることと、

入力電圧が最低スタート電圧より高く上昇する時にリセット信号をクリアすることと、

を備えていることを特徴とする請求項15に記載の方法。

【請求項19】 入力電圧が最低スタート電圧より高く上昇した後でリセット信号をクリアすることと、

入力電圧が最低スタート電圧より高く維持されている間にリセット信号のクリアされた状態を維持することと、

入力電圧が最低スタート電圧より高く上昇した後で、入力電圧が最低維持電圧より低いか、それに等しい値まで降下した時にリセット信号をセットし、その後で、入力電圧が最低スタート電圧より低く維持されている間にリセット信号のセット状態を維持することと、

を備えていることを特徴とする請求項18に記載の方法。

【請求項20】 電力上昇の開始後に、遅延時間である第1の期間(Ramp_Delay)と、入力電圧が最低電圧(Vsustain、Vstart)より高くまで上昇する間に費やされる時間である第2の期間のうちの長い期間の間リセット信号をオン状態に保つこと、

を備えることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項21】 外部から供給された外部リセット信号(EXT_RES)またはトランスポンダが発生したリセット信号(INT_RES)のいずれかがセットされた時に組合わされたりセット信号(RESET)をセットすることと、

外部リセット信号とトランスポンダが発生したリセット信号が両方ともクリアされた時に組合わされたりセット信号をクリアすることと、

を備えていることを特徴とする請求項13に記載の方法。

【請求項22】 電源の電圧レベルがデジタル論理制御のために適当である時には常に外部から供給された外部リセット信号をクリアすること、

を備えていることを特徴とする請求項21に記載の方法。

【請求項23】 リセット信号を発生して供給するトランスポンダ回路のた

めの電力は利用可能な調整された最高電圧 (V_{xx}) であり、

リセット信号を発生して供給するトランスポンダ回路を、複数の回路のうちの
他方の回路が機能するようになる前に、機能させること、
を備えていることを特徴とする請求項13に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

関連する出願との相互参照

本出願は、その出願日と同日に出願された、トランスポンダ用弛張発振器 (RELAXATION OSCILLATOR FOR TRANSPONDER) という名称のPCT出願、代理人事件番号No. DN19999116PCTと、トランスポンダ用のプログラム可能な変調インデックス (PROGRAMMABLE MODULATION INDEX FOR TRANSPONDER) という名称のPCT出願、代理人事件番号No. DN19999118PCTと、トランスポンダ用のプログラム可能なトリミング (PROGRAMMABLE TRIMMING FOR TRANSPONDER) という名称のPCT出願、代理人事件番号No. DN19999256PCTとに関連している。

【0002】

本出願は、Yonesにより1999年5月17日に出願された、本願出願人が所有する未決の米国仮特許出願No. 60/134,398の一部継続出願である。

【0003】

(技術分野)

本発明は圧力および温度の監視に関するものであり、更に詳しくいえば、圧力測定値と温度測定値を外部 (車載の) 受信器 (読取器、または読取器/質問器) へ送るためにタイヤに組合わされたトランスポンダに関するものである。

【0004】

(背景技術)

自動車の安全、効率的かつ経済的な運転は、自動車のタイヤの全て (おのおの) を正しい空気圧に維持することに大きく依存している。低い空気圧で自動車を運転するとタイヤの磨耗の過大、ハンドル操作の困難、走行の不安定、燃料消費量の増大などの結果をもたらすことがある。それらの困難の全ては、タイヤがパンクした場合にタイヤ圧が零になった時に大きくなる。

【0005】

タイヤの使用中にタイヤ圧を監視する必要性は、空気が完全に抜けた状態で使用できるタイヤである、「ランフラット（ぺちゃんこでも走行できる）」タイヤに関連して強調される。そのようなランフラットタイヤは、たとえば本願出願人が所有している米国特許第5,368,082号、この米国特許の全ては参照することによりここに含まれる、に開示されているように、強化した側壁と、タイヤビードをリムに固着する機構と、惨事をひき起こすような圧力急降下後に運転者が自動車の制御を維持できるようにする空気入りタイヤ内の非空気入りタイヤとを組み込むことができ、かつそれらはタイヤがしぼんだことを運転者がますます気が付かなくなるような点まで進歩している。ランフラットタイヤを使用することの背景にある広い目的は、パンクしたタイヤを修理するために路肩に停車するのではなくて、タイヤを修理するまでに限られた距離（たとえば80キロメートル）をパンクした空気入りタイヤで自動車の運転者が走行を継続できるようにすることである。したがって、空気入りタイヤの空気圧が漏れていることを運転者に警告する（たとえば表示灯またはブザーで）車両内の低空気圧警報装置を設けることが望ましい。

【0006】

そのために、空気入りタイヤの圧力を監視し、現在のタイヤ圧の指示を自動車の運転者に行うか、圧力が所定のしきい値レベル以下に低下した時に運転者に警告するいくつかの電子装置や電子システムが知られている。

【0007】

たとえば、米国特許第4,578,992号（Galasko他、1986年4月）が、感圧コンデンサの容量値を変化させるタイヤ圧と共に変化する固有共振周波数を持つ受動発振回路を構成するコイルと、前記感圧コンデンサとを含むタイヤ圧指示装置を開示している。その回路は、タイヤの外部に配置されて自動車に固定されているコイルにより供給されるパルスにより励振され、受動発振回路の固有周波数が検出される。コイル／コンデンサの固有周波数は感圧コンデンサにかかっている圧力を示す。

【0008】

単なる受動共振回路ではなくて、離れて配置されている受信器へタイヤ圧を示す無線周波数(RF)信号を送信できる電子装置も知られている。そのような「送信装置」はそれ自身の電源を持つこともできれば、圧力が所定のしきい値より下がったときのみ起動することもできる。あるいは、送信装置は遠方に配置されている受信器から起動(「ターンオン」)できる。この場合には受信器は「質問器」と考えられる。また、送信装置は質問器からのRF信号により電力を受けることができる。更に、タイヤ圧を監視する電子装置は質問器から情報を受信する性能を持つことができる。この場合には電子装置は「トランスポンダ」と呼ばれる。

【0009】

ここで用いているように、「トランスポンダ」は無線周波数信号の送受信と、送信された信号が測定された単一の状態(たとえばタイヤ圧)または複数の状態(たとえばタイヤの圧力、温度、回転数)を示す時に適切なフォーマットで可変情報(データ)の送り込みと、選択により、受信信号中に存在することがある情報への応答とができる。空気入りタイヤの最も興味のある典型的な状態はタイヤ圧である。「受動」トランスポンダは質問器から受けた信号のエネルギーにより電力を受けるトランスポンダである。「能動」トランスポンダはそれ自体の電源(たとえば、電池)を持ち、質問器からの信号により、または内部の周期的タイマにより、あるいは付属されている装置により「起こされる」まで、最小の電力を用いて、「休眠モード」にある能動トランスポンダを含んでいるトランスポンダである。ここで使用されているように、「タグ」という用語は、送受信性能を有するトランスポンダ、または送信性能のみを有するトランスポンダを指す。一般に、トランスポンダであるタグは本発明のシステムで好適である。ここで使用されているように、「タイヤ圧監視システム」(TPMS)は、タイヤ内のタグと、自動車内に配置されている質問器とすることができる受信器とを備えている全体のシステムを示す。

【0010】

タグと、それに組合わされる状態センサ(たとえば、圧力センサ)とを自動車の各タイヤ内に装着して、共通の1つの質問器(または受信器)でそれらのトラ

ンスポンダのおのおのからの情報を集め、修正（たとえばタイヤ交換）を要する低いタイヤ圧状態を自動車の運転者に警告することが知られている。たとえば、米国特許第5, 540, 092号（Hndfield他、1996年）、この米国特許の全ては参照することによりここに含まれる、が空気入りタイヤを監視する装置および方法を開示している。その米国特許の図1はトランスポンダ（22）と受信器（24）を備えている空気入りタイヤ監視装置（20）を開示している。

【0011】

空気入りタイヤ内に装着するのに適しているRFトランスポンダの例が米国特許第5, 451, 959号（Schuermann、1995年5月）と、米国特許第5, 661, 651号（Geschke他、1997年8月）と、米国特許第5, 581, 023号（Handfield他、1996年2月）とに開示されている。それらの米国特許の全体が参照することによりここに含まれる。それらの米国特許に記述されているトランスポンダシステムはトランスポンダに組合わされている質問ユニットと、圧力センサと、温度センサとの少なくとも1つと、多数のトランスポンダシステムのなかでタイヤ／トランスポンダの特定を行う種々の技術とを含んでいる。ほとんどの場合に、そのようなトランスポンダは電池電源を必要とする。

【0012】

いくつかの場合には、トランスポンダは集積回路（IC）チップとして実現できる。通常、ICチップおよびその他の部品は印刷回路板（PCB）などの基板に装着されたり、接続されたり、装着および接続されたりする。

【0013】

いくつかの提案されている装置は、タイヤの回転および速度、タイヤID、タイヤ温度、およびタイヤ圧力の測定と報知を含めた比較的複雑なトランスポンダセンサ性能を有する。たとえば、米国特許第5, 562, 787号（Koch他、1996年）、および米国特許第5, 731, 754号（Lee, Jr. 他、1998年）、参照することによりそれらの特許の全体がここに含まれる。

【0014】

トランスポンダの環境的な考察

タイヤに装着されているトランスポンダがその中で確実に動作しなければならない環境は、タイヤの製造中と使用中を含めて、トランスデューサの動作成功に対して数多くの問題を呈する。たとえば、トランスポンダに使用されるセンサ（たとえば、圧力や温度用の）の温度範囲は 125°C が好ましく、かつ約 177°C の製造温度に耐えることができないといけない。トラックタイヤの用途では、圧力センサの動作範囲は約 345 kPa から約 827 kPa まで（約 50 psi から約 120 psi まで）でなければならず、かつタイヤの製造中に約 2759 kPa （約 400 psi ）の圧力に耐えることができないといけない。その不正確さへの全ての寄与要素の和を含めた正確さはフルスケールのプラスマイナス3%のオーダーでなければならない。圧力信号の反復性と安定性は指定された確度範囲内になければならない。

【0015】

しかしそれが満たされ、したがって、タイヤトランスポンダ（タグ）は広い範囲の圧力および温度にもかかわらず確実に動作できないといけない。また、タイヤトランスポンダは、車両が道路の速力規制用の隆起またはくぼみの上を走行する際に遭遇するような大きな機械的衝撃に耐えられねばならない。

【0016】

トランスポンダまたはタイヤが損傷を与えるおそれのある高すぎる温度にさらされたかどうかを指示するために使用できる装置が、Case Western Reserve UniversityのMehrán Mehregany教授により開発された「MTMS」素子すなわち最高温度メモリスイッチである。これはある高温点において閉じられた状態に切り替わる微小機械加工された素子である。このセンサは、たとえば1メガオームを超える「開かれている」高抵抗状態から、たとえば100オームより低い「閉じられている」低抵抗状態へ切り替わる。圧力データを送るための電子回路に組合わせて圧力トランスデューサを空気入りタイヤに使用することは一般に周知であるが、タイヤのためのそれらの圧力データシステムはタイヤ環境に固有の諸困難に悩まされてきた。そのような諸困難にはRF信号をタイヤとの間で効果的かつ確実に結合すること、タイ

ヤおよび電子部品の使用状況が厳しいこと、および圧力トランスデューサと電子装置がタイヤ／ホイール系に包含されることからタイヤに悪影響が及ぼされることが含まれる。外部読取器／質問器により電力を供給される「受動」RFトランスポンダの状況では別の問題として、トランスポンダ内の回路がその設計仕様を実行できるように、トランスポンダ内で予測可能かつ安定な電圧レベルを発生することがある。

【0017】

タイヤに装着されるトランスポンダに使用するのに適する圧力トランスデューサには、

(a) 圧電トランスデューサ、

(b) 米国特許第3,893,228号(George他、1975年)および米国特許第4,317,216号(Gragg, Jr., 1982年)に開示されているものなどの圧電抵抗素子、

(c) 米国特許第4,701,826号(Mikkor、1987年)、米国特許第5,528,452号(Ko、1996年)、米国特許第5,706,565号(Sparks他、1998年)およびPCT/US99/16140(Ko他、1999年7月7日出願)に開示されているものなどのシリコン容量圧力トランスデューサ、

(d) コンダクタンスがinkである可変導電性ラミネートで形成された素子、

(e) 可変導電性弾性組成で形成された素子、
が含まれる。

【0018】

気体の圧力に及ぼす温度の影響

広い意味では、熱的平衡状態にある任意の気体の質量に対して、圧力P、温度T、および体積Vを容易に測定できる。十分に低い密度値に対しては、(1)一定温度に保たれている気体の所与の質量に対して、圧力は体積に逆比例する(ボイルの法則)、および(2)一定圧力に保たれている気体の所与の質量に対して、体積は温度に正比例する(シャルルおよびゲイ-リュサックの法則)。これに

より理想気体の「状態方程式」、すなわち、「理想気体の法則」が導かれる。

【0019】

$$PV = \mu RT$$

ここに、

μ は気体のモルで表した質量、

R は気体に関連する定数、

である。

【0020】

したがって、空気入りタイヤ内に閉じ込められている空気などの、閉じ込められている（固定された）体積の気体に対しては、温度（T）上昇は圧力（P）上昇を示す。

【0021】

理想気体の法則の関係のために、空気入りタイヤの状況においては、任意の種類の圧力センサの動作中に起きる1つの問題が、長時間の走行でタイヤが発熱することである。タイヤが発熱すると、タイヤのほぼ一定で閉じられている容積内に閉じ込められている空気が膨脹して、タイヤ内の圧力を上昇させるが、タイヤ内の全空気量は同じである。名目上の圧力は異なるから、タイヤ圧センサは、タイヤの温度が高い時は低温の場合とは異なる指示を行うことになる。これが、タイヤ圧の点検をタイヤが冷えている時に行うことをタイヤ製造者と自動車製造者が自動車の所有者に推奨している理由である。もちろん、遠隔タイヤ圧センサでは、運転者は車内でタイヤ圧の連続指示を受けることができるが、温度変化のためにその指示は不正確なことがある。したがって、空気入りタイヤ内の膨脹する媒体（「気体」または空気）の温度変化を補償する必要がある。

【0022】

空気入りタイヤにおいて気体法則の影響を何等かのやり方で取り扱っている米国特許には次のものが含まれる。

【0023】

米国特許第3,596,509号(Raffelli、1971年)、米国特許第4,335,283号(Migrin、1982年)、米国特許第4,12

6, 772号 (Pappas 他、1978年)、米国特許第4, 909, 074号 (Gerresheim 他、1990年)、米国特許第5, 050, 110号 (RotT、1991年)、米国特許第5, 230, 243号 (Reinecke、1993年)、米国特許第4, 966, 034号 (Bock 他、1990年)、米国特許第5, 140, 851号 (HetTrich 他、1992年)、米国特許第4, 567, 459号 (Folger 他、1986年)。それらの米国特許の全ては参照することにより全体がここに含まれる。

【0024】

米国特許第4, 893, 110号 (Hebert、1990年)、参照することにより全体がここに含まれる、が異常を検出するために圧力測定値と温度測定値を用いるタイヤ監視装置を開示している。そこに述べられているように、温度と圧力との比がタイヤ内の気体のモル数の第1の近似を与える。それはタイヤから膨脹流体が漏れることをふさぐために一定に保たなければならない。(コラム1、18～26行)。更に詳しくいえば、各車輪にタイヤの圧力センサ(4)とタイヤの温度センサ(6)と、測定した値を符号化された信号として、米国特許第4, 703, 650号に開示されているものなどのような車載のコンピュータ(12)へ送る素子(8および10)が組み込まれている。そのコンピュータは各タイヤの圧力と温度の測定値を処理して、各車輪について計算された圧力/温度比(P/T 見積り)を見積もる。一般に、1本のタイヤについての比を少なくとも他の1本のタイヤについての比と比較し、比較結果(N)が所定の値範囲からずれた時に警報が出力される。

【0025】

圧力および温度の指示をタイヤから送信する技術

空気入りタイヤ内の圧力状態と温度状態を共に測定できるとすると、測定された圧力状態と温度状態を示す信号を外部の質問器/受信器へ送るための技術が開発されている。たとえば、下記の米国特許を参照することによりそれらの全体がここに包含される。

【0026】

位相推移により個々に識別される信号を送信する：米国特許第4, 174, 5

15号 (Marzolf、1979年)、

信号を多重化する：米国特許第5, 285, 189号 (Nowicki他、1994年)、米国特許第5, 297, 424号 (Sackett、1994年)

データ語の別々のセグメントとして信号を符号化する：米国特許第5, 231, 872号 (Bowler他、1993年)、米国特許第4, 695, 823号 (Vernon、1987年)、この米国特許は遠隔計器と、圧力センサと、温度センサとの少なくとも1つも同じ集積回路チップに含む、

車輪と自動車に装着されているコイルとの間での送信：米国特許第4, 567, 459号 (Folger他、1986年)、

周波数変位キー (FSK) 信号を使用する：米国特許第5, 228, 337号 (Sharpe他、1993年)、

質問器からのRF信号をセンサからの状態パラメータデータで後方散乱変調し、その後で、後方散乱変調された信号を質問器へ戻す、米国特許第5, 731, 754号 (Lee, Jr. 他、1998年)、

米国特許第4, 703, 650号 (Dosjoub他、1987年)、参照することによりそれらの全体がここに包含される、がタイヤ内で測定された2つの変数の値を符号化する回路と、その回路を用いてタイヤを監視する装置とを開示している。符号化回路は、変数、たとえば、圧力および温度、の測定値を時間測定値へ変換する無安定マルチバイブレータを含んでいる。その無安定マルチバイブレータは、温度の関数であるパルス幅と、圧力の関数である周期比とを有するパルス信号を生ずる。

【0027】

米国特許第5, 054, 315号 (Dosjoub他、1991年)、参照することによりそれらの全体がここに包含される、がタイヤ内で測定されたいくつかの量の値を符号化する技術を開示している。そこに開示されているように、

「タイヤ内で測定された任意の数の量、たとえば、その圧力および温度、の値の符号化が時間間隔の比 TP/Tr 、 TT/Tr を用いて行われる。これはその装置を変調装置の時間経過の影響を受けないようにする。時間経過は前記比の

分子と分母に同時に影響する。」(要約)

【0028】

(発明の概要)

本発明によれば、無線周波数(RF)トランスポンダが、トランスポンダを外部の読取器/質問器に結び付けるものに独特の情報を送信できる回路を有している。また、1つまたは複数のトランスポンダ・センサ(トランスデューサ)がトランスデューサの場所において実時間パラメータ測定を行う。それらの測定値はデータ流中のデータの形で、トランスポンダにより外部の読取器/質問器へ送られるRF信号にデータ流を加える(変調する)などの、トランスポンダにより出力された信号に載せられて読取器/質問器へ送られる。

【0029】

本発明によれば、圧力と温度との通常2つの実時間パラメータが測定される。圧力は独立している(「オフチップ」)圧力センサにより測定することが好ましい。その圧力センサは、多項式などの、既知のやり方で、または好ましくは周囲圧のほぼ一次関数として、その容量値を変化する種類のものである。好ましくは、温度センサはトランスポンダのICチップ内に埋め込まれ(「オンチップ」)、温度補償された真の圧力を容易に計算できるように圧力センサが受けるのとはほぼ同じ周囲温度にさらされるように配置される。

【0030】

本発明によれば、トランスポンダは、トランスポンダ回路の適切な動作確保するために十分な電力を供給しなければ、トランスポンダ回路の他方を動作しないリセットモードに維持するリセット信号を発生する電力供給オン・リセット(POR)回路を備え、かつ他の回路の少なくとも1つが、リセット信号が出された時に、完全なデータ流の第1のバス送信を確保するために、データ流の第1のビットにおいてデータ流の送信を開始する制御論理を備えている。

【0031】

本発明の諸特徴によれば、トランスポンダの急激な電力上昇後に、ある遅延時間の間リセット信号をオン状態に保持する回路が設けられる。トランスポンダ入力電圧レベルを、固定されている基準電圧と比較することにより、POR回路は

入力電圧が最低維持電圧より低いか、それに等しい時はリセット信号を常にセットし、入力電圧が最低維持電圧より高い時はリセット信号を常にクリアする。プログラム可能なトリム設定により制御される論理スイッチにより、電池で電力を供給される（能動）動作またはRF信号で電力を供給される（受動）動作などの、トランスポンダの異なる動作モードに対して最低維持電圧を異ならせることができる。入力電圧が最低維持電圧より低いか、それに等しい電圧から最低スタート電圧まで上昇している間はリセット信号をセットし、入力電圧が最低スタート電圧より高く上昇した時にはリセット信号を常にクリアするようにPORを強化し、かつ入力電圧が最低スタート電圧より高く上昇した後で、入力電圧が最低維持電圧より高く維持されている限りPORがクリアされているリセット信号状態を維持し、また入力電圧が最低スタート電圧より高く上昇した後で、入力電圧が最低維持電圧より低くなったり、またはそれに等しくなった時にPORはリセット信号をセットする。

【0032】

本発明の特徴によれば、外部から供給されたりセット信号またはトランスポンダが発生したりセット信号がセットされた時に常にセットされる組合わされたりセット信号が形成され、その組合わされたりセット信号は外部リセット信号またはトランスポンダが発生したりセット信号がクリアされた時のみクリアされる。更に、電源の電圧レベルがデジタル論理の制御に適する時にトランスポンダ論理により常にクリアできる。

【0033】

本発明の特徴によれば、リセット信号を発生および供給するPOR回路のための電力は調整された使用可能な最高電圧であり、他のトランスポンダ回路より前にPOR回路が機能するように、POR部品は電力使用量が最少で、使用可能電圧が最低であるように選択される。そのような部品には、たとえば、低電流、3段比較器シュミットトリガ・インバータと、オンチップ高ポリ抵抗値を利用する低電流分圧器とが含まれる。

【0034】

本発明のその他の目的、その他の面およびその他の利点は以下の説明から明か

になるであろう。

【0035】

(発明の詳細な説明)

本発明の好適な実施形態について子細に参照する。それらの実施形態の例が添付図面に示されている。図面は例示であることを意図したものであって、限定するものではない。本発明をそれらの実施形態の文脈で説明するが、それは本発明の要旨および範囲をそれら特定の実施形態に限定することを意図するものではないことを理解すべきである。

【0036】

選択された図面中のある要素は図示を簡明にするために正しい尺度で描いていないことがある。

【0037】

図面全体を通じて類似する要素には類似する参照番号を付していることがしばしばである。たとえば、ある図（または実施形態）中の要素199は他の図（または実施形態）中の要素299と多くの面で類似していることがある。種々の図または種々の実施形態における類似する要素の間のそのような関係は、もしあれば、もし応用可能であれば、特許請求の範囲および要約を含めて、明細書全体を通じて明らかになるであろう。

【0038】

ある場合には、類似の要素は単一の図面で類似の番号で参照できる。たとえば、複数の要素199を199a、199b、199c等で参照できる。

【0039】

図示を簡明にするために、ここで示されている横断面図は、もしあれば、真の横断面図では見えるある背景線を省いた「輪切り」の形、または「近視」横断面図で提示することがある。

【0040】

本発明のこの好適な実施形態の構成、動作および諸利点は添付図面を参照して以下の説明について考察すると更に明らかになるであろう。

【0041】

上記のように、車両のタイヤ圧を監視して、低タイヤ膨脹圧状態が起きた時に運転者に警報する装置を提供することが本発明の一面である。

【0042】

図1は、空気入りタイヤ104内に配置されている（たとえば、その内面に装着される）RF（無線周波数）トランスポンダ102を備えている先行技術のRFトランスポンダ装置100を示す。（アンテナ（図示していない）がタイヤ104内に装着されてトランスポンダ102に接続されている。）トランスポンダ102は、特有の識別（ID）情報（たとえば、それ自身の一連番号、またはそれが組合わされている物体、たとえば、タイヤ104、の識別番号）と、トランスポンダ102に組合わされているセンサ（図示していない）により検出された周囲圧などのパラメータ測定値を示すデータとを外部の読取器／質問器106へ送信できる電子装置である。外部の読取器／質問器106はトランスポンダ102に質問するRF信号を供給し、アンテナ110と、トランスポンダ102により／から送られた情報を表示する表示パネル112と、使用者が読取器／質問器106の機能进行操作するための操作器（スイッチ、ボタン、つまみ等）とを含んでいる。手持ち式の装置として示されているが読取器／質問器は車両（図示していない）内に搭載される電子装置とすることができる。本発明はRFトランスポンダを実現することに主として向けられている。

【0043】

知られているように、IDとパラメータ測定情報との少なくとも一方は、トランスポンダ102により送られる信号上で各種のやり方で符号化でき（加えられ）、その後で使用者に表示するために読取器／質問器106で「復号される」（復旧される）。RFトランスポンダ102は「受動」として、外部読取器／質問器106により発生されてアンテナ108により放射されたRF信号により電力を供給されるようにできる。あるいは、RFトランスポンダ102は「能動」として、電池により電力を供給されるようにできる。ここで説明しているトランスポンダ装置100などのトランスポンダ装置は周知である。

【0044】

本出願の出願人が所有している、Pollack、Brown、Black、

およびYonesにより1998年4月14日出願された未決のPCT特許出願No. PCT/US98/07338が、参照することによりその全体がここに含まれる、トランスポンダ、特に、その動作電力を外部の無線周波数(RF)源から得て、圧力データと温度データの少なくとも一方の識別および送信に使用するために空気入りタイヤに組合わされる「受動」トランスポンダを開示している。

【0045】

上記PCT特許出願No. PCT/US98/07338は、本発明のトランスポンダの以前のモデル(モデル番号「3070C」)であるトランスポンダを開示している。本発明は以前のモデルとの共通性と、改良部分とを含んでいる。以前のモデルの関連する部分については、図2、図3、図3A、図3Bおよび図3Cを参照して以下で説明する。

【0046】

図2は主な機能部品を示すモデル3070C RFトランスポンダ200(102と比較されたい)のブロック図である。この例としての装置は圧力と温度を測定することが好ましい実施形態として説明するが、適切なセンサを含んでいるその他のパラメータの測定を含むことは本発明の範囲内である。

【0047】

トランスポンダ200は破線202内に示されている単一の集積回路(IC)チップ上で実現することが好ましい。その集積回路にいくつかの外部部品が接続される。この図の他の破線がトランスポンダ200の主な機能「ブロック」を含み、トランスポンダ「心臓部」204およびセンサインタフェース206を含んでいる。ICチップ202の外部の部品は、アンテナ212を含むアンテナシステム210と、このアンテナ212に並列に接続されてL-C共振タンク回路を構成しているコンデンサ214と、外部の精密抵抗(R_{ext})216と、外部の圧力感知コンデンサ(C_p)218と、外部の最高温度測定スイッチ(MTMS)220とを備えている。最高温度測定スイッチ220は使用するか否かは随意である。アンテナ212はコイルアンテナ、ループアンテナ、ダイポールアンテナ、等の形とすることができる。あるいは、このトランスポンダにより出力さ

れる信号は伝送線で供給できる。それらのアンテナ実施例のあるもの（たとえば、ループアンテナ）に対しては、コンデンサ214は省略できる。その理由は、そのようなアンテナの同調にはそのコンデンサは利益がないためである。以後の説明の大部分は、コイルアンテナを有するトランスポンダについて説明する。

【0048】

圧力感知コンデンサ C_p は対象とする圧力範囲内で高い感度と良い直線性を有する容量対圧力応答をもつ頑丈で、温度係数が小さいセンサであることが好ましい。その1の例が、この技術で知られており、上で説明した圧力センサなどの全シリコン「タッチモード」容量圧力センサである。

【0049】

トランスポンダの心臓部204は、アンテナ212により受信された無変調の125kHz（キロヘルツ）搬送波信号などのRF信号を処理し、受けたRF信号を整流し、かつICチップ202の他の回路に電力を供給するインタフェース回路222を含んでいる。たとえば、そのインタフェース回路は2.5ボルトの安定化された電源電圧（ V_{dd} ）と、温度とは独立している1.32ボルトのバンドギャップ電圧（ V_{bg} ）とを供給する。トランスポンダ回路への種々の電源電圧および基準電圧の供給については図3Bを参照して以下に詳しく説明する。インタフェース回路222は受けたRF信号を、好ましくはそれが受けた入力周波数（ F_i ）で、ICチップ内の他の回路のタイミングを制御するために既知のやり方でクロック信号を発生するクロック発生回路224に供給し、かつ、トランスポンダ200により送られる信号の出力周波数（ F_c ）を外部読取器／質問器（たとえば、106）へ供給する。

【0050】

タイミング発生器／シーケンサ回路226はクロック発生回路224からクロックパルスを受け、それらのクロックパルス进行处理して（たとえば、分周する）、パラメータ（たとえば、温度と圧力）の測定を行う所定の時間（それぞれ t_r と t_p ）の間タイミングウィンドウ（ W_r と W_p 、下で説明する）を発生する。タイミングウィンドウ W_r と W_p はほぼ等しい長さにすることもできれば、異なる長さにすることもできる。タイミング発生器／シーケンサ回路226はセンサイン

タフェース206で行われる種々の機能（たとえば、圧力の測定と捕獲、温度の測定と捕獲、これについて後で説明する）のタイミングと順序を制御もする。そのタイミング発生器／シーケンサ回路226はアルゴリズム状態マシン（ASM）として実現することが好ましい。

【0051】

トランスポンダの心臓部204は、温度測定値（カウント）および圧力測定値（カウント）をそれぞれ捕獲および保存する温度レジスタ232（たとえば、12ビット）と、圧力レジスタ234（たとえば、12ビット）と、EEPROMアレイを含んでいるアドレス可能なメモリ（たとえば、120ビット）のブロック236とを含んでいるレジスタ／カウンタ回路230を更に含んでいる。レジスタ232、234とEEPROMアレイ236は、ICチップ202上のアドレス可能なメモリのブロックを表している破線238内に示されている。

【0052】

レジスタ／カウンタ回路230は、信号（たとえば、データ）が線244を経て変調回路246へ送られる順序を制御するためにマルチプレクサおよび列デコーダ240と、行デコーダ242も含んでいる。変調回路246は、データ流中の選択されたタイヤ動作特性測定値を、インタフェース回路222とアンテナ装置210を介して、読取器／質問器（たとえば、106）へ送る。

【0053】

トランスポンダ心臓部204は、変調情報（たとえば、温度測定値および圧力測定値）を変調回路246へ供給するレートを制御するポーレート発生器248も含んでいる。ポーレート発生器248は、トランスポンダの出力周波数 F_c を制御するデータ搬送波クロックと、測定値と較正情報および識別コード等を含んでいるデータ流がトランスポンダ200の出力搬送波信号を変調する速度を制御するデータ速度クロックとを供給もする。

【0054】

センサインタフェース206は、外部抵抗（ R_{ext} ）216に重畳される温度感知成分（たとえば、トランジスタQ1の V_{be} 、後で説明する）の予測できる特性電圧に関連する出力電流 $I(T)/N$ を線251上に発生する回路250

を含んでいる。線251上の出力電流 $I(T)/N$ は弛張発振器252に供給される。一般的ないい方では、弛張発振器252は、線251上の出力電流 $I(T)/N$ と、弛張発振器252に関連する内部容量 C_{FX1} 、 C_{FX2} と、発振器回路内にスイッチで接続できるとすることができる外部容量(C_p)218との関数である電圧変化率(dV/dT)により制御される周波数で発振する。後で詳しく説明するが、周囲温度と周囲圧力を示す、弛張発振器252からの出力信号 F_{osc}' が線253に供給される。ここで使用する「周囲」という用語はトランスポンダ200の付近で、またはより具体的にはトランスポンダ200に組合わされているそれぞれのセンサの付近で測定されるパラメータを指す。トランスポンダ200、102が空気入りタイヤ(たとえば、104)内に装着されると、「周囲圧力」と「周囲温度」はタイヤ104内の膨脹媒体(たとえば、空気)の圧力と温度を指す。

【0055】

動作時には、外部源(すなわち、読取器/質問器、示されていない、106を参照、)からのRF信号がアンテナ212により受けられる。このRF信号は整流されてRFトランスポンダ200に電力を供給するために使用される。変調回路246に加えられる変調情報はアンテナ装置210の諸特性(たとえば、インピーダンス、共振周波数等)を変更するために用いられる。それらの変更は外部読取器/質問器106により検出され、復号されて温度および圧力の情報をRFトランスポンダ200から外部読取器/質問器106へ送る。

【0056】

タイミング発生器/シーケンサ回路226は、弛張発振器252により出力される周波数 F_{osc}' の発生に外部圧力検出容量(C_p)218が含まれている時を制御し、かつデータ獲得回路254を介する圧力カウントおよび温度カウントの獲得も制御する。たとえば、温度を測定するために、温度感知電流 $I(T)$ が内部発振器コンデンサ(C_{FX1} と C_{FX2})を通るが、圧力検出容量(C_p)218はそれらの容量から切り離される(含まれていない)。これは、線253上で見られる発振器出力信号の周波数 F_{osc}' が温度のみの関数であることを意味する。圧力検出コンデンサ(C_p)218が「接続される」と、線253に

おける発振器252の出力信号の周波数 $F_{osc'}$ は、後で非常に詳しく説明するように、圧力および温度の両方の関数である。後で非常に詳しく説明するように、圧力・温度測定から「圧力のみ」指示を取出すために読取器／質問器106であるアルゴリズムが採用される。

【0057】

「圧力指示」、「圧力カウント」、「圧力応答」、「圧力レジスタ」等に対してここでやっている言及は、実際にはハイブリッド圧力・温度指示を生ずるこのトランスポンダ技術により測定される「圧力」を全体として指すものである。このハイブリッド指示の温度成分を除去するためにこのハイブリッド指示が処理されると、その指示は「圧力のみ」指示と呼ばれる。

【0058】

タイミング発生器／シーケンサ回路226により制御されるにつれて、データ獲得回路254は弛張発振器の出力信号 $F_{osc'}$ を、温度と圧力のいずれが測定されているかに応じて、線255を介して温度レジスタ232へ、または線257を介して圧力レジスタ234へ送る。カウンタは発振器の周波数 $F_{osc'}$ をレジスタ232、234に保存されるカウントに変換する。タイミング発生器／シーケンサ回路226により提供されるタイミング「ウィンドウ」は既知の被制御持続時間を持つ。その結果、タイミングウィンドウが「閉じる」時に温度レジスタ232または圧力レジスタ234に（獲得されて）残っているカウントは弛張発振器252の周波数 $F_{osc'}$ の関数であり（それに比例する）、したがって、そのタイミングウィンドウ中に温度または圧力のいずれが測定されたにしても、温度または圧力の関数である。

【0059】

EEPROMアレイ236は、たとえば表示器112を介して使用者に表示できる温度指示と圧力指示に温度カウントと圧力カウント（それぞれNT、NP、後で非常に詳しく説明する）を変換するために読取器／質問器（たとえば、106）が使用する較正定数を保持するために用いられる。EEPROMアレイ236はトランスポンダのIDと、トランスポンダのための較正データと、所与のトランスポンダに特有のその他のデータとを保存することもできる。

【0060】

図3は図2のトランスポンダ200の部品のいくつか、主として図2のセンサインタフェース部206に関して上で説明した部品、のより詳細な回路図300である。

【0061】

この回路図300では通常の回路記号が用いられている。たとえば、相互に交差している線は、それらの交点に「黒点」がなければ相互に接続されておらず、黒点があれば線は相互に接続されている。通常の記号はトランジスタ、ダイオード、接地接続、抵抗、コンデンサ、スイッチ、比較器、インバータ、論理ゲート（たとえば、「AND」、「NAND」、「OR」、「NOR」）のためにも用いられている。

【0062】

この回路はCMOS実施例に関して説明する。ここに、「P」の後に数字が付されているもの（たとえば、「P1」）はPMOS（Pチャネル）トランジスタを示し、「N」の後に数字が付されているもの（たとえば、「N1」）はNMOS（Nチャネル）トランジスタを示す。CMOSトランジスタはFET（電界効果トランジスタ）型であって、3つの「ノード」または「端子」すなわち、「ソース」（S）、「ドレイン」（D）、およびソースとドレインの間の電流の流れを制御する「ゲート」（G）をおのおの有する。以下の説明では、いくつかのPMOSトランジスタとCMOSトランジスタとは「ダイオード接続されている」、それらのトランジスタのドレイン（D）はそのゲート（G）に接続されていることを意味する、ことが明らかであろう。トランジスタ、とくにCMOSの動作の一般的な理論は、本発明が最も近く属している技術の当業者には周知である。

【0063】

以下の説明から明らかであろうが、いくつかのCMOSトランジスタが「電流ミラー」構成で接続されている。電流ミラーの概念は周知であり、その最も簡単な形態は2個の同じ極性のトランジスタ（たとえば、2個のPMOSトランジスタ）を用い、それらのトランジスタのゲートが相互に接続され、一対のラン

ジスタの一方がダイオード接続されているものである。電流ミラーはダイオード接続されているトランジスタに電流を流させることを一般に含んでいる。その結果として、その電流を生ずるために必要なゲート電圧がダイオード接続されているトランジスタに生ずることになる。一般に、ダイオード接続されているトランジスタのゲート電圧はそのトランジスタを流れるミラー電流を生ずるために必要な電圧にさせられる。ダイオード接続されているトランジスタには、その定義により、ダイオード接続されているトランジスタのゲート電圧を任意の他の同じように接続されているトランジスタに加えることにより、ゲート電流が流れないので、ミラーされた電流が同じように接続されているトランジスタに流れる。通常は、電流ミラートランジスタは同じ物理的面積を有する。その場合にはミラーされた電流は現にミラーされている電流と本質的に同じである。トランジスタの一方（の面積）を他方より物理的に大きくするか、小さくすることにより、現にミラーされている電流より大きい、小さいミラーされた電流を生ずることが知られている。異なる面積を持つそのように同じように接続されているトランジスタが電流ミラー構成で接続されていると、それらのトランジスタの尺度が異なる（大きい、または小さい）面積がそれに対応して大きさが異なる（大きい、小さい）電流を生ずる。

【0064】

以後は概して、回路の種々の部品の間の数多くの接続が図に明確に示されており、説明は、全てが図に明確に示されている、回路の種々の部品の間のどの接続も（うんざりするほど）列挙することではなくて、回路の種々の部品の種々の機能と、種々の部品の間の種々の相互作用について強調して説明する。

【0065】

アンテナ装置210はコイルアンテナ212と、コンデンサ214（コイルアンテナ212の端子間に接続されてL-C共振タンク回路を構成する）を備え、交流電流（AC）を全波整流器回路302に供給する。コンデンサ214は使用するか否かは随意である。

【0066】

全波整流器回路302（222に匹敵する）は、図示のように、従来のやり方

で接続されている2個のPMOSトランジスタと2個のダイオードを有し、全波整流された直流(DC)電圧を線303に出力する。コンデンサ304が線303とアースの間に接続されて、線303に存在する全波整流された直流(DC)電圧中の変動(「リップル」)を「平滑」(濾波)にする。そうすると線303における電圧はトランスポンダの残りの部品のために使用できる電圧、この場合には線303における正の電源電圧 V_{cc} 、になる。

【0067】

図2のベース-エミッタ間電圧-電流変換器250にはほぼ対応する温度検出回路306が線303(V_{cc})とアースの間に接続され、4個のCMOSトランジスタP1、P2およびN1、N2と、横バイポーラトランジスタQ1とを含み、外部抵抗216(R_{ext})に接続されている。トランジスタP2とN1は図示のようにダイオード接続されている。2個のトランジスタP1とP2は電流ミラー構成で接続されており、2個のトランジスタN1とN2も電流ミラー構成と一般に考えることができるもので接続されている。トランジスタN1のソース(S)はトランジスタQ1を介して接地され、トランジスタN2のソース外部抵抗(R_{ext})216を介して接地されている。

【0068】

明らかとなるであろうように、検出された周囲温度(たとえば、トランスポンダが組合わされているタイヤ内の)に比例する信号(すなわち、電流)を発生する温度検出回路306の性能は、トランジスタQ1のベース-エミッタ電圧が温度の極めて予測可能で反復可能である特性に大きく依存する。抵抗(R_{ext})216は外部の精密基準抵抗であって、その値は温度にはほとんど独立している(トランジスタQ1の温度依存性とは対照的である)。抵抗(R_{ext})216の適切な値はたとえば20.5キロオームまたは455キロオームである。

【0069】

トランジスタN2はトランジスタP2と外部抵抗(R_{ext})216の間に「ソース-ホロワ」モードで接続されている。電圧がトランジスタN2のゲート(G)に加えられると、そのソース電圧はそのゲート電圧(マイナスそのゲートとそのソースとの間の固有の電圧降下(V_{gs}))に「追従」する。

【0070】

トランジスタN1を電流が流れると、そのゲート電圧はトランジスタQ1のエミッタ電圧より高いトランジスタN1のゲート-ソース電圧降下 (V_{gs}) により打ち消される。トランジスタN1とN2はほぼ同一であるので、同じ電流が2個のトランジスタN1とN2のおおのを同じ電流が流れ、それらのトランジスタのゲート-ソース電圧降下 (V_{gs}) は同じである。その結果、トランジスタN2のソースにおける外部抵抗 (R_{ext}) 216の端子間電圧はトランジスタQ1のエミッタにおける電圧にほぼ等しい。したがって、オームの法則 ($E = IR$ 、または $I = E/R$) を適用すると、外部抵抗 (R_{ext}) 216を流れる電流はトランジスタQ1のエミッタ電圧を外部抵抗 (R_{ext}) 216抵抗値で除したものに等しい。

【0071】

正常な動作では、外部抵抗 (R_{ext}) 216を流れる全ての電流はトランジスタN2のソースを流れ、したがって、ダイオード接続されているトランジスタP2を流れる。電流ミラー接続により、トランジスタP2を流れる電流はトランジスタP1において複製される (ミラーされる)。これによりトランジスタN1、N2を流れる電流は常に同じにされ、それによりトランジスタQ1のエミッタ電圧と外部抵抗 (R_{ext}) 216の端子間電圧を、電圧変動や処理の相違とは独立に、確実に同じにすることを更に支援する。上記のように、トランジスタN1、N2は電流ミラー構成と一般に考えることができるようにして接続される。しかし、それらは厳密には同じに接続されていないので、回路306におけるそれらのトランジスタの機能は主としてQ1と外部抵抗 (R_{ext}) を「整合」することである。

【0072】

要するに、温度検出回路306は、外部抵抗 (R_{ext}) を流れる電流 $I(T)$ を予測できるようにすること、およびそれがトランジスタQ1の絶対温度 (T) の関数であるようにする。後で更に詳しく説明するように、外部抵抗 (R_{ext}) 216を流れる電流 $I(T)$ は弛張発振器 (316、後で説明する) に鏡像のように移されてトランジスタQ1の温度を示す信号を外部読取器 (106、図

1) に与える。後で更に詳しく説明するように、弛張発振器312の出力周波数 F_{osc} はトランジスタQ1の絶対温度(T)の関数である。

【0073】

この点で、全体のトランスポンダ回路の温度検出素子として採用されているのは本質的にトランジスタQ1であることに注目することが有用である。このトランスポンダ回路は、トランジスタQ1のベース-エミッタ電圧が予測できる量— $2.2\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ (セ氏度当りのミリボルト) だけ変化するという、CMOS技術で製造されたそのようなトランジスタの固有の特性を採用しているので有利である。

【0074】

本発明のトランスポンダを、その回路に電力を供給するために外部源(106、図1)により供給されるRF電力に依存する、「受動」装置に関して説明していることに注目すべきである。しかし、トランスポンダが、電池などの、それ自身の電源を含んでいることは本発明の範囲内である。いずれの場合にも、温度検出回路306に関して説明したように最初に電力を供給する時には、その静止状態からその正常な動作状態まで「徐々に」達するようにすることが重要である。そのために、温度検出回路306と「始動」回路308の間に接続されている2本の線305と307が示されている。

【0075】

始動回路308(図2のベース-エミッタ電圧-電流変換器250の一部でもある)は線303における電源電圧(V_{cc})とアースの間に接続されて次の2つの主な目的を果たす。(i) トランスポンダ(200)が電力を供給されていない状態から最初に始動した時に温度検出回路306に電流を流すこと、および(ii) トランジスタP2を流れている電流を電源を基準にしている電流からアースを基準にしている電流に鏡像のように変換すること。

【0076】

始動はトランジスタP3により開始される。トランジスタP3は「弱い引上げモード」で機能するように高いチャネル抵抗値を持つように製造される。そのゲートが接地されているのでそれは常に「オン」であり、高い抵抗値(たとえば、

>1メガオーム)を持つ抵抗のように本質的に動作する。

【0077】

始動時には、回路の他の場所には電流は流れないので、トランジスタP3は動作してトランジスタN3のゲートを電源電圧(Vcc)へ向かって引き上げることにより、トランジスタN3をターンオンする。そうするとトランジスタN3の接地されているソースがそのドレイン(D)へ実効的に接続され、それによりトランジスタP1、P2、P4のゲートが接地されると共に、ダイオード接続されているトランジスタP2のドレインも接地される。そうすると温度検出回路306のトランジスタP2を通じてトランジスタN3のドレインに電流が流される。トランジスタP1、P2、P4は(「Pbias」線305を介して)電流ミラー接続されているので、トランジスタPを今流れている電流はトランジスタP1とP4でのミラー電流にされる。電流がトランジスタP4を通じてトランジスタN5のドレインに流れ込むと、トランジスタN4とN5の間の電流ミラー接続が対応する電流をトランジスタN4に流すことにより、トランジスタN3のゲートをアース電位に引き下げ、それによりトランジスタN3を流れている電流を効果的に「停止」する。

【0078】

しかし、今は電流が電流ミラートランジスタP1、P2、P4を流れているので、トランジスタP1からダイオード接続されているトランジスタN1を通じてトランジスタQ1に流れ込む電流が温度検出回路306をその安定な動作点状態(その零電流状態ではなくて)において「始動」させる。始動後は、トランジスタN3は回路からほぼ「離れて」、その意図されている機能を実行する。

【0079】

トランジスタN5はトランジスタN4と(および後で説明するように、トランジスタN6と)電流ミラー構成で接続されている。したがって、本質的には、外部抵抗(Rext)216を流れている電流に等しい電流がトランジスタN5を流れるので、同じ電流がトランジスタN4を流れ、それにより線309上に基準電圧(Nbias)を設定する。線309上のその基準電圧(Nbias)と、線309'における電源電圧(Vdd)は電流スケーリング回路310に供給さ

れる。

【0080】

線309'における電源電圧 (V_{dd}) は、チップの他の場所で従来のやり方で発生された多数のバンドギャップ電圧 (V_{bg}) などの適切な任意のやり方で提供され、その大きさ (たとえば、1.32ボルト) は、チップの製造に採用されるシリコン法に固有のように、温度とは独立していなければならない。そのような安定な (たとえば、バンドギャップ) 電圧 (たとえば、 V_{bg}) およびそれから取出された電源電圧 (たとえば、 V_{dd}) の提供は、本発明が最も近く属している技術の当業者の十分な理解範囲内であり、それについては後で図3を参照して非常に詳しく説明する。

【0081】

電流スケーリング回路310 (図2のベース-エミッタ電圧-電流変換器250の一部でもある) は次のような例示的やり方で構成される。トランジスタP5、P6のソースが電源電圧 V_{dd} に接続されている。トランジスタN6のゲートは線309上の基準電圧 (N_{bias}) を受ける。トランジスタN6は電流ミラー構成でトランジスタN5 (および前記トランジスタN4) に接続され、したがって、トランジスタN4とN5を流れる電流 $I(T)$ の流れを写す。したがって、ダイオード接続されているトランジスタP5を流れる電流の流れはトランジスタN4、N5、N6を流れる電流の流れを写す。

【0082】

トランジスタP5とP6は電流ミラー構成で接続されているが、トランジスタP6を流れる電流がトランジスタP5の物理的面積とトランジスタP6の物理的面積との比 (N) だけ大きくされたり、小さくされたりする。たとえば、トランジスタP6の寸法がトランジスタP5の寸法より小さい (すなわち、トランジスタP5の面積がトランジスタP6の面積の「 N 」倍である) とすると、トランジスタP6を流れる電流はトランジスタP5を流れる電流より相応して小さい (N 分の1)。したがって、トランジスタP6を流れる「スケールされた」電流は、図では「 $I(T)/N$ 」と記されており、線311を介して弛張発振器回路312 (252参照) に供給される。トランジスタP5とP6を流れる電流の比は、

トランジスタの一方を他方より単に大きく製造したり、集合面積が2個のトランジスタの一方の面積より大きいように、2個のトランジスタの他方を2つまたはそれ以上の同じ寸法のトランジスタの集合として製造することなどの、従来の回路処理技術により容易に設定できる。

【0083】

弛張発振器回路312(252参照)はかなり従来の構成のものであって、2つの位相経路314aと314bを供えているセット-リセット回路314の「フロントエンド」に測定スイッチング回路315を含んでいる。この回路315は、1つの位相経路($\phi 1$)314aのフロントエンドにおいて測定コンデンサ C_{FX1} の充電される側に接続されている一対の相補トランジスタP7、N7と、他の測定コンデンサ C_{FX2} の充電される側に接続されている他の一対の相補トランジスタP8、N8と、プラス、他の測定コンデンサ C_p を付加するスイッチ350とを備えている。測定コンデンサ C_{FX2} とスイッチ350および測定コンデンサ C_p は全て他の位相経路($\phi 2$)のフロントエンドにある。

【0084】

所与のトランジスタ対(たとえば、P7とN7)について図示のように接続されているので、それらのトランジスタの共通ゲート電圧が高い(すなわち、正の電源へ向かう)とその出力(たとえば、位相経路314aへ)は接地され(接地されて線311における電流 $I(T)/N$ から分離されている)、それらのトランジスタの共通ゲート電圧が低いと、その出力は線311を通じて弛張発振器312の位相経路のそれぞれ1つ(たとえば、314a)に流れる電流 $I(T)/N$ を供給する。弛張発振器312などの回路について知られているように、一対のトランジスタ(たとえば、P7とN7)の一方における共通ゲート電圧が高いと、一対のトランジスタ(たとえば、P7とN7)の他方における共通ゲート電圧は低く、これの逆もそうである。このようにして、各位相経路314aと314bはあるデューティサイクル(すなわち、その「オン」時間)を有する。そのデューティサイクルは同じにでき、または他の位相経路314aと314bのデューティサイクルとそれぞれ異ならせることができる。そうすると、各トランジスタ対(たとえば、P7とN7)はそれぞれのそれぞれの位相経路(たとえば

、314 a) への「入力スイッチ」と考えることができる。

【0085】

弛張発振器312の各位相経路314 aと314 bはその入力端子に比較器316 aと316 bをそれぞれ有し、かつ比較器316 aと316 bの負(−)入力端子とアースの間に接続されている固定された値のコンデンサ C_{FX1} と C_{FX2} をそれぞれ有する。コンデンサ C_{FX1} と C_{FX2} の容量はたとえばそれぞれ2〜5 p f (ピコファラド) および2〜5 p f であり、小さい温度係数(たとえば、20 p p mより小さい)を示すポリ−ポリコンデンサなどの、等しい値の「オンチップ」素子として実現することが好ましい。比較器316 aと316 bの正(+)入力端子は一緒に接続され、1. 32 ボルトなどの、温度とは独立の基準しきい値電圧 V_{bg} に設定されている。

【0086】

各位相経路314 aと314 bの入力端子に「NOR」ゲート318 aと318 bがそれぞれ接続され、2つのNORゲート318 aと318 bは交差結合されて、線319 aと319 bに出力を生ずる保持回路を形成している。したがって、交差結合されているNORゲート318 aと318 bはフリップフロップ、すなわち、RS (リセット/セット) ラッチとして機能できる。

【0087】

入力スイッチ(たとえば、P7とN7)の一方の共通ゲート電圧が高いと、その位相経路(たとえば、314 a)のためのそれぞれのコンデンサ(たとえば、 C_{FX1})が接地される(短絡されて電荷を失わせられる)。それとは逆に、入力スイッチ(たとえば、P7とN7)の一方の共通ゲート電圧が低いと、線311からのスケールさせられた電流 $I(T)/N$ がその位相経路(たとえば、314 a)のためのそれぞれのコンデンサ(たとえば、 C_{FX1})に加えられ(流れ込むことを許される)、そのコンデンサは充電を開始する(コンデンサの端子間電圧が高くなる)。コンデンサ C_{FX1}/C_{FX2} の端子間電圧が比較器の基準電圧 V_{bg} に達すると、比較器316 a/316 bの出力は低くなり、線319 a/319 bにおけるラッチ318 a/318 bの出力の状態を変更する。このようにして、弛張発振器312はコンデンサ C_{FX1} と C_{FX2} の立上がり時間、および重要な

ことに、コンデンサ C_{FX1} と C_{FX2} に供給されているスケールさせられた電流 $I(T)/N$ により決定される周波数 F_{osc} で発振する。より大きい電流 $I(T)/N$ が供給されると、コンデンサ C_{FX1} と C_{FX2} の電圧は速く立ち上がって、しきい値電圧と速く交差し、弛張発振器312を速く発振させることにより、線319aにおける信号の周波数 F_{osc} を高くする。線319aにおける信号は図示のようにインバータ320により反転されて周波数 F_{osc}' を線321に供給する。

【0088】

後で一層詳しく説明するように、発振器312は、温度検出モード（時刻 t_0 と t_1 の間）および圧力検出モード（時刻 t_1 と t_2 の間）の相互に排他的な2つのモードで動作するように、タイミング発生器／シーケンサにより制御されている。発振器の出力信号の周波数 F_{osc} （および F_{osc}' ）はそれらのモードのおのおのにおいて異なる。

【0089】

温度指示値および圧力指示値の発生

空気入りタイヤに組合わされているトランスポンダ200の状況の例では、空気入りタイヤ内の圧力を決定することが主として望ましい。たとえば、通常の乗用車は約221kPa（約32psi）で適切に膨張できる。タイヤ膨張圧は通常は「常温」圧（タイヤが走行により発熱していない時に測定される圧力）として指定されており、かつ監視装置は最もありそうなことに使用中したがって「温度が高い」タイヤ内で測定した圧力を通知するので、空気入りタイヤ内部の膨張媒体（たとえば、空気）の温度を決定することが2番目に望ましい。温度測定値を用いて、監視装置（たとえば、106）はたとえば測定圧力を、理想気体の法則（ $PV = \mu RT$ ）を基にした簡単な計算で「常温」圧に変換できる。この「常温」圧は「温度とは独立の」圧力と考えることができ、それはタイヤ内に含まれている空気の質量を示すものでもある。トランスポンダ200を参照して、それが生ずるハイブリッド「圧力」測定値はそのような気体法則計算に使用できる前に真の圧力のみ測定値に変換できねばならない（後で詳細に説明する種々の計算により）。

【0090】

たとえば、車両の空気入りタイヤがその指定圧力で走行したならば約10%の燃料消費量減少を実現できるものと見積もられている。プロのトラック運転者はこの問題に通常敏感で、タイヤ圧を頻繁に点検および調整しているが、乗用車の平均的な運転者は、たとえばタイヤが目に見えるほどへこむまでタイヤ圧に気を付けることはしばしば少ない。そのような場合には、自動車のダッシュボードにおけるLCD（液晶表示器）指示がタイヤの動的な膨脹情報を運転者に提供する。その車両の空気入りタイヤにはここで説明しているトランスポンダなどのトランスポンダが装着されている。重要なことのうちで、種々のタイヤ製造者により市販されている「パンクしても走行できる（ランフラット）」タイヤの出現がある。グッドイヤーのEMT（移動性延長技術（extended mobility technology））シリーズのタイヤが「ランフラット」タイヤの一例である。その全体的な目的は、パンクした（「平らになった」）タイヤで、「妥当な」運転速力（たとえば、時速約144キロメートル（時速約60マイル））で、自動車の正常なコントロールを維持しながら、約120キロメートル（約50マイルまで）走行できるようにすることである。そのようなランフラットタイヤは一般に周知であるので、それ自体は本発明の一部を構成するものではない。ランフラットタイヤで「パンクした」状態で走行している場合には、タイヤが実際に「パンクしていて」、運転者の最も近くの都合の良い場所で（およびランフラットの走行距離限度以前に）修理する必要があることを視覚的にまたは音声（ピーという音）で主として指示されている「借りている時間」だけ運転者が運転している事実を運転者が警報されることが特に重要である。

【0091】

弛張発振器312が動作できるようにすることにより、その出力信号の周波数 F_{osc} （および F_{osc}' ）はトランジスタQ1の（検出された）絶対温度の関数である。これは温度検出モード動作と圧力検出モード動作においてそうである。

【0092】

温度検出モードでは、およびコンデンサ C_{Fx1} と C_{Fx2} の容量値が等しい、これ

は好ましい、場合には、弛張発振器312は対称的な（平衡された、50%）デューティサイクルを持つ。圧力検出モードでは、圧力検出コンデンサ（ C_p ）218がコンデンサ C_{FX2} の端子間の半導体スイッチ350により切り替えられる。それは弛張発振器312のデューティサイクルと出力周波数 F_{osc} （および F_{osc}' ）を変化する。

【0093】

圧力検出モードでは、固定コンデンサ C_{FX1} と C_{FX2} のみが交互に充電され（および放電され）て、周期が周囲温度に比例する50%のデューティサイクルとなる。圧力検出モードでは、圧力検出コンデンサ（ C_p ）218が発振器312の位相経路314bへ切り替えられる。したがって、所与の温度に対しては、発振器の周期の最初の半分で位相経路314aは温度検出モードにおけるのと同じように振る舞い、発振器の周期の第2の半分では位相経路314bが、固定コンデンサ C_{FX2} の容量値プラス圧力検出コンデンサ（ C_p ）218の容量値に比例するようにして振る舞う。これは、実際に、発振器の動作を遅くしてそのデューティサイクルを変化する。デューティサイクルの変化は C_p と C_{FX2} の比を示す。したがって、2つの周期（回路中に C_p がある場合と無い場合）の比から、追加の容量 C_p がどのようなものであるか、したがって検出された圧力がどのようなものであるかを計算することは容易である。後で詳しく説明するように、圧力検出モードにおける発振器出力の温度依存性は、直線的なやり方で、完全に解消できる。

【0094】

圧力検出コンデンサ（ C_p ）218が発振器回路に切り替えられた時の発振器の動作が「低速になる」と、所与の圧力測定ウィンドウ（たとえば、 W_p ）中のカウントする発振器の出力パルスが、同様な温度測定ウィンドウ（たとえば、 W_t ）中のカウントする発振器の出力パルスより比較的少なくなる（出力周波数が低くなる）ことが避けられない。いいかえると、「低速になった」発振器はパラメータ測定値を示すカウントが集められる速さを低くする。圧力測定ウィンドウ（ W_p ）中に発生されたカウント（ N_p ）の分解能（数）を高くするために、適切な数の圧力カウントを獲得できるようにするように、圧力測定ウィンドウ（ W_p ）のサイズを大きくできる（持続時間を変化できる）。これは、圧力検出モー

ドにおける圧力測定ウィンドウ (WP) (時刻 t_1 と t_2 の間) の終りを定める時刻 t_2 の値を、その値を制御するタイミング発生器／シーケンサ回路 226 により単に大きくする (他の場合よりも) ことにより容易に行うことができる。たとえば、温度測定ウィンドウ W_T (時刻 t_0 と t_1 の間) を何ミリ秒のオーダー (たとえば、8 ミリ秒) にできる。あるいは、電流スケーリング回路 310 から弛張発振器 312 へ流れ出るスケールさせられた電流 ($I(T)/N$) を圧力測定ウィンドウ (W_p) 中に増加できるようにして、弛張発振器 312 の基本周波数を高くすることにより、圧力カウントの全体の分解能を高くすることを意図している。これは、たとえば、トランジスタ P5 より大きさ (面積) が小さいトランジスタ P6 の場合に、トランジスタ P6 の代わりにトランジスタ P6' (図示していない) を単に導通状態にすることにより容易に行うことができる。トランジスタ P5 と P6 の面積比が 1 に近く (すなわち、減少度合いが小さい)、弛張発振器 312 への電流が増大し、したがって、そのカウント速度が高くなるように、トランジスタ P6' の面積はトランジスタ P6 の面積より広い。他のトランジスタ P6' のそのような導通化は、圧力検出コンデンサ (C_p) 218 の切り替えを行う前記スイッチ 350 に匹敵するスイッチ (図示していない) で容易に行われる。本発明が最も近く属している技術の当業者は、圧力検出コンデンサ (C_p) 218 が発振器回路に接続された時に発振器の「低速化」をどのようにして避けるかを、この明細書における教示に従って容易に理解されるであろう。

【0095】

圧力応答性の最適化

空気入りタイヤの圧力監視時に最高に重要である正確な圧力指示値を獲得 (および表示) するのに、トランスポンダ回路のあるパラメータを決定してその圧力応答性を最高にする、したがって、外部読取器／質問器 (たとえば、106) により表示される圧力指示値の確度を高くすることができる。

【0096】

上記のように、このトランスポンダは、外部読取器／質問器 106 へ送られる 12 ビット語の値を変化することにより圧力センサすなわち圧力検出コンデンサ (C_p) 218 の変化する容量に応答する。この 2 進語は、タイミング発生器シ

ーケンサ226により設定された圧力測定ウィンドウ (W_p) (時刻 t_1 と t_2 の間) 中の発振器周波数のカウントである。したがって、圧力応答は圧力検出コンデンサ (C_p) 218の容量の単位変化当りのカウント変化として記述できる。

【0097】

トランスポンダの圧力応答性 (および分解能) はいくつかの要因に依存していることが判明している。それらの要因のおおのは解析できる。たとえば、

(a) 温度測定ウィンドウ W_T より大きくするために圧力測定ウィンドウ W_p を大きくすると、圧力検出コンデンサ (C_p) 218の所与の値に対して圧力カウント N_p が増加して、圧力測定中に生ずる発振器の周波数を温度測定時と比較して比較的低くする (上で詳しく述べたように)。

【0098】

(b) 発振器312に供給されるスケールされた電流 $I(T)/N$ を増加すると、圧力検出コンデンサ (C_p) 218の所与の値に対して圧力カウント N_p がそれに比例して増加する。

【0099】

(c) コンデンサ C_{FX1} と C_{FX2} の少なくとも一方の値を増加すると、圧力検出コンデンサ (C_p) 218の所与の値に対して圧力カウント N_p がそれに比例して増加する。

【0100】

(d) スケールされた電流 $I(T)/N$ を増加すると、(圧力検出コンデンサ C_p の所与の値に対して) 圧力カウント N_p が、コンデンサ C_{FX1} と C_{FX2} の値の減少よりも速く、その増加に比例して増加する。

【0101】

(e) スケールされた電流 $I(T)/N$ を増加すると、圧力測定ウィンドウ W_p 中にのみ電流を増加できなければ、圧力カウント N_p と温度カウント N_T が増加する。

【0102】

(f) コンデンサ C_{FX1} と C_{FX2} の少なくとも一方の値を減少すると、それらの

コンデンサの一方のみが変化されたとしても、圧力カウント N_p と温度カウント N_T が増加する。

【0103】

一般的な提案として、圧力カウント N_p の増加が望ましい。しかし、本発明が最も近く属している技術の当業者は、ICチップのある回路の性能にとって受け容れることができないほど高くなることがある周波数で圧力カウントを増加するには実際上の上限があることを容易に理解されるであろう。

【0104】

パラメータの測定

図3Aはトランスポンダにおける温度測定値と圧力測定値の獲得の最終段階に含まれる部品を示す。弛張発振器312により出力された信号 F_{osc} は線321(253参照)を介してデータ獲得回路254の2つのANDゲート360、362の入力端子に供給される。測定された温度を示すカウント(「データ」または「指示値」) N_T を線255を介して温度レジスタ232に負荷するように、温度測定ウィンドウ(W_T)中に信号(「Capture Temp」)がタイミング発生器/シーケンサ226によりANDゲート360の他の入力端子に供給される。測定された圧力を示すカウント(「データ」または「指示値」) N_p を圧力レジスタ234に負荷するように、圧力測定ウィンドウ(W_p)中に他のデータ信号(「Capture Press」)がタイミング発生器/シーケンサ226によりANDゲート362の他の入力端子に供給される。各レジスタ232、234には入来発振信号 F_{osc} を保存されるカウントに変換するためにカウンタ(図示していない)が組合わされている。その後で2つのカウント N_T 、 N_p はレジスタ232、234からMUX240を介して上記変調回路246に桁送り出される。

【0105】

トランスポンダに電力が供給されると、温度と圧力が連続して測定され、それらの測定値はデータ流中のデータ語として外部読取器/質問器106へ送られる。たとえば、温度パラメータと圧力パラメータのおののを、より大きい(たとえば、144ビット)データ流の選択された(既知の)部分中の12ビットデー

タ語として読取器／質問器106へ送ることができる。全データ流中の1ビットをMTMSスイッチ220の状態（たとえば、「閉じられている」または「開かれている」）に専用できる。トランスポンダにより外部の読取器／質問器へ送られるデータ流の例についての完全な説明を以下に図3Cを参照して説明する。

【0106】

温度は、周期 t_T を有する固定されている時間（ t_0 から t_1 までの時間のウィンドウ W_T ）の間に発振器312から出力されたサイクルの数を数えることにより適切に測定される。たとえば、ダウンカウンタ（図示していないが、温度レジスタ232に組合わされている）を発振器によりクロックして、ウィンドウ W_T の周期 t_T の終りに温度カウント N_T を発生できるようにする。温度カウント N_T と温度との間の関係は、この実施形態の回路300については、ほぼ直線的である。

【0107】

同様に、周期 t_P を有する固定されている時間（ t_1 から t_2 までの時間のウィンドウ W_P ）の間に発振器312から出力されたサイクルの数を数えることにより適切に測定される。たとえば、ダウンカウンタ（図示していないが、圧力レジスタ234に組合わされている）を発振器によりクロックして、ウィンドウ W_P の周期 t_P の終りに圧力カウント N_P を発生できるようにする。圧力カウント N_P と圧力との間の関係は、この実施形態の回路300については、実際の圧力と温度との予測できる関数である。以下に説明するように、温度カウント（ N_T ）と「圧力」カウント（ N_P ）を取り扱うことによりこのハイブリッド圧力-温度値を圧力のみの値の決定に使用できる。

【0108】

読取器／質問器における圧力のみの指示値の獲得

発振器312の基本周波数はICチップ（たとえば、202）で設定され、かつ上記のように、それは温度に依存している。したがって、圧力応答すなわち圧力カウント N_P は温度と圧力との関数（ハイブリッド）であり、 N_P と C_P の関係は非直線である。したがって、圧力応答を計算するために一次方程式を用いると、測定される圧力の範囲にわたって大きな誤差を生ずることは避けられない。

しかし、限られた範囲の圧力、たとえば、約138kPa(20psi)の範囲、にわたって測定するためには、一次方程式を使用することは受け容れることができる。より良い近似を多元方程式を用いて獲得できるかもしれないが、これは読取器／質問器の論理を複雑にし、応答を遅くして、追加の較正定数を必要とする。

【0109】

上記トランスポンダ回路を用いることの利点は、 N_T/N_P と圧力センサ容量 C_P の関係が直線的で、読取器／質問器106が圧力を計算するためにそれにより使用される方程式(アルゴリズム)中に温度補償項を必要とせず、それにより読取器／質問器の設計を極めて簡単にする。(これは、圧力と容量の間にほぼ直線的な関係を持つ圧力センサ(C_P)218の使用を仮定もしている。)この有利な「比率計的」関係は次の式により容易に示すことができる。

【0110】

一般に、

カウント＝カウントされるウィンドウ時間(t)＊周波数(F)

$H = 1 / \text{周期}$

充電時間＝ $V * C / I$

電流 I で電圧 V まで充電すべき容量が C であるコンデンサに対して。

【0111】

周波数が F_{osc} の出力信号を持つ弛張発振器312の周期は、2つの位相経路314aと314b中の容量の充電時間の和であるので、 C_{FX1} と C_{FX2} を有するそのような弛張発振器からのカウントについての一般的な方程式を得るために上の式を取り扱うことができる。たとえば、

カウント＝ $t / (V * C_{FX1} / I + C_{FX2} / I)$

＝ $t * I / (V * (C_{FX1} + C_{FX2}))$

温度カウントと圧力カウントに値を代入すると

$N_T = (t_T * I(T) / n_T) / (V_{bg} * (C_{FX1} + C_{FX2}))$

・・・【式A】

$N_P = (t_P * I(T) / n_P) / (V_{bg} * (C_{FX1} + C_{FX2} + C_P))$ ここに

、 n_T と n_P は、温度測定ウィンドウと圧力測定ウィンドウ中で異なることが有り得るスケールされた電流 $I(T)/N$ 中の換算係数 N の値である。

【0112】

式 N_T を N_P で除すと

$$N_T/N_P = (t_T/t_P) * (n_T/n_P) * (C_{FX1} + C_{FX2} + C_P) / (C_{FX1} + C_{FX2})$$

すなわち、

$$N_T/N_P = (t_T/t_P) * (n_T/n_P) * (1 + (C_P / (C_{FX1} + C_{FX2}))) \quad \dots \text{[式B]}$$

が得られる。この式Bの右辺の項は、圧力検出容量 C_P を除いて全て定められた定数であるから、 N_T/N_P と C_P （したがって、圧力）の間に直線関係が存在することがわかる。これは、 N_T/N_P が圧力の関数だけであって、温度変化やコンデンサ充電電流の変動には左右されないことを意味する。

【0113】

上で説明した応答最適化ステップのいずれも利用されなければ、コンデンサ C_{FX1} と C_{FX2} が同じ値 C_{FX} を有し、測定ウィンドウ W_T と W_P は同じ時間幅 $t_T = t_P = t_W$ （たとえば、8.192ms）を持ち、電流減少係数 n_T と n_P は同じ値 N を持つので式Bを簡単にできる。

【0114】

$$N_T/N_P = 1 + (C_P / 2 * C_{FX})$$

式Aから、温度カウント N_T と電流 $I(T)$ （これは温度に比例する）の間に直線関係が既に存在することがわかる。

【0115】

測定式AとBの両方で直線関係が存在することがわかるが、それらの式の勾配と交差は、所与のトランスポンダの構成に特有の多数のパラメータの複雑な組合わせであって、製造誤差のために所与の構成の各トランスポンダごとでさえも異なる傾向がある。本発明の簡単な実施形態では、トランスポンダはカウント N_T と N_P のみを読取器／質問器へ送ることができ、温度と圧力を決定するために読

取器／質問器は勾配と交差について仮定された平均値を使用せねばならない。これは大きな不正確さをもたらすので、ここで説明している好適な実施形態は較正定数をトランスポンダのメモリ（たとえば、236）に保存し、読取器／質問器（たとえば、106）が、測定値を発生する個々のトランスポンダについて特に用意され／最適にされた一次方程式を用いて温度と圧力を正確に計算できるように、それらの較正定数を測定カウント N_T および N_P と共に送る。読取器／質問器の例（たとえば、106）で 사용되는一次方程式は周知の「ポイント勾配（point-slope）」形である。

【0116】

$$y - y_1 = m(x - x_1)$$

ここに、

(x_1, y_1) は決定点（defining point）、

m は勾配である。

勾配 m は直線 (x_1, y_1) , (x_2, y_2) 上の任意の2点から決定できる。

【0117】

$$m = (y_2 - y_1) / (x_2 - x_1)$$

x と y について代入すると、温度直線についての特定の式が、

$$N_T - N_{T1} = m_T (T - T_1)$$

になる。温度 T_1 について 25°C などの値を選択すると式

$$N_T - N_{T25} = m_T (T - 25)$$

を生ずる。この式を N_T について解くと温度応答直線について次の式を生ずる。

【0118】

$$N_T = m_T (T - 25) + N_{T25}$$

ここにこの温度応答直線の勾配 m_T は

$$m_T = (N_{T2} - N_{T1}) / (T_2 - T_1)$$

である。読取器／質問器が仮定されている決定点温度（たとえば、 25°C ）を「知っている」限り、読取器／質問器へ送られる較正定数、すなわち、決定点温度カウント N_{T25} と、勾配 m_T を用いて、温度カウント N_T の受けた値から温度（ T ）を計算できる。送られた圧力（および温度）カウントと圧力較正定数から圧

力を決定するために同様な方程式の組を適用できる。上で注意したように、圧力のみの指示値は、圧力カウント N_p そのものの代わりに比 N_T/N_p (温度カウントを圧力カウントで除した) を用いる一次方程式から最も良く決定できる。

【0119】

較正定数は、各トランスポンダを制御された、既知の温度条件と圧力条件の組合わせにさらすことと、そのトランスポンダにより発生された温度カウント N_T と圧力カウント N_p の対応する組合わせを記録することを含んでいる較正プロセスで決定される。それらの較正試験結果についての計算により4つの較正定数が決定される。それらの結果はその後でトランスポンダメモリ (たとえば、236) に保存される。4つの較正定数は温度対温度カウント N_T の直線応答についての勾配と決定点、および圧力 (のみ) 対カウント比 N_T/N_p の直線応答についての勾配と決定点を表す数である。

【0120】

信頼できる電源電圧および基準電圧の発生

上記したように、比較器 316 a と 316 b の正 (+) 入力端子 (端子) は一緒に接続されて、1.32 ボルトなどの温度とは独立の基準「バンドギャップ」電圧 V_{bg} に設定されている。また上で述べたように、線 309' における電源電圧 (V_{dd}) は、電流スケーリング回路 310 と弛張発振器 312 のための安定な動作電圧であるように、多数の基準バンドギャップ電圧 (V_{bg}) として供給できる。

【0121】

図 3 B は電源電圧 V_{dd} の発生に適する回路 370 を示す。温度とは独立の計算できるバンドギャップ電圧 V_{bg} は、IC チップの製造に採用されている処理技術に基づいて、選択されたプロセス (たとえば、CMOS) に固有のものとして、容易に得ることができる。このバンドギャップ電圧 V_{bg} は、利得を持つ帰還ループに、図示のように接続されている演算増幅器の正 (+) 入力端子に供給されて、バンドギャップ電圧 V_{bg} の整数倍として電源電圧 V_{dd} を供給する。

【0122】

データ流の例

上記のように、トランスポンダからの情報（データ）はデータ流の形で外部の読取器／質問器へ送られる。そのデータ流の一部が温度カウント N_T であり、他の一部が圧力カウント N_P であり、別の一部がMTMSスイッチ（220）の状態（たとえば、「閉じられている」または「開かれている」）を表す。データ流の残りの部分には、所与のトランスポンダのID情報（たとえば、一連番号）、較正定数等などのそのトランスポンダに個別の情報を含むことができる。

【0123】

図3Cは、トランスポンダ200内のメモリ（たとえば、238）に保存される情報と、トランスポンダ200により外部の読取器／質問器106へ送られるデータ流とのアーキテクチャの例を示す。トランスポンダ心臓部204のメモリ238はたとえば144ビットのアドレス空間を有する。そのアドレス空間はプログラム可能なメモリの119ビット（百十九）と、MTMSスイッチ220の状態に専用される1つのアドレス場所—プログラム可能なメモリのそれらの120（百二十）ビットはEEPROM136を構成している—プラスそれぞれ12ビットの温度レジスタ232および圧力レジスタ234とを含んでいる。

【0124】

プログラム可能なメモリの119ビットのおおのは、同期（sync）パターン情報と、一般的なデータと、誤り検出コードと、温度および圧力較正データとを含めたデータの任意の組合わせ付きで別々に書込むことができる。EEPROMは「ブロックで書込ことができる」。これは、「書込みモード」ではEEPROMの120ビットの全てが「1」の論理（2進）値にプログラムされることを意味する。個々のビットは「消去」できる（チップをビットの物理的アドレスにロックし、チップを「消去」モードに置くことだけで「0」の論理値にセットされる）。アドレス場所は保存される。

【0125】

この例では、最初の12のデータ場所（行1の000...011）は同期のために留保される。次の71のデータ場所（行2ないし7における012...082）は一般的な情報と、CRC（周期的冗長性検査）などのデータ妥当性検査アルゴリズムのためである。次のデータ場所（083）はMTMSスイッチ220

の論理レベル（状態）を含む。論理値「1」はMTMSスイッチが開かれていることを示し、論理値「0」はMTMSスイッチが閉じられていることを示す。

【0126】

上記のように、各トランスポンダユニットはタイヤ内に装着される前に適切に較正される。次の12のデータ場所（行8の084...095）は温度較正（たとえば、決定点）データ（「TEMP COMP」）を保持する。次の12のデータ場所（行9の096...107）は圧力較正（たとえば、決定点）データ（「PRESS COMP」）を保持する。次の12のデータ場所（行10の108...113および114...119）はそれぞれ温度および圧力較正（たとえば、勾配）情報を保持する。

【0127】

上記のように、温度と圧力のためのカウント N_T と N_P が発生されると、それらは全体のメモリ空間の行11と12に保存される。それらの行は温度レジスタ232と圧力レジスタ234にそれぞれ対応する。あふれおよび短絡などの誤り状態を指示するために種々の所定の値を保存できる。

【0128】

動作周波数および変調

本発明のトランスポンダは特定のどのような周波数にも限定されない。動作周波数の選択は、トランスポンダが監視する対象に関連してそのトランスポンダが装着される場所や、読取器／質問器アンテナ（108）の場所、および全RF周波数スペクトラムの選択された部分に前記した種類のデータ送信を許可する（逆に制限する）関連する国家の法規などの要因に大きく依存している。

【0129】

アメリカ合衆国におけるトランスポンダの動作に適切な動作周波数の例は60 KHzないし490 KHzである。

【0130】

このトランスポンダは読取器／質問器106により第1の「質問」周波数（ F_i ）でボールでき（かつ電力を供給でき）、データ流を、質問周波数の制数倍または整数で分割されたものであることが都合が良い第2の「データ搬送波」周波

数 (F_c) で読取器／質問器へ送ることができる。たとえば、 $F_c = F_i / 2$ または $F_c = F_i / 4$ である。データ流が読取器／質問器へ送られる周波数 (F_c) はデータ伝送速度とは独立している。そのデータ伝送速度はクロック発生器 224 およびポーレート発生器 248 により設定される。しかし、本発明が最も近く属している技術の当業者は、利用できるポーレートの範囲は質問周波数 (F_i) より通常大幅に低いことを認識するであろう。ポーレートは読取器／質問器の質問周波数 (F_i) の整数で分割されたものなどの、その質問周波数 (F_i) から取り出すことが好ましい。たとえば、ポーレートは $F_i / 32$ に設定できる (または $F_c = F_i / 2$ の場合には、ポーレートは $F_c / 16$ に設定できる)。

【0131】

たとえば、質問周波数 (F_i) を 125 KHz に、データ搬送波 (F_c) を 62.5 KHz、または質問周波数の半分に設定できる。

【0132】

他の例では、13.56 MHz の質問周波数 (F_i) が適切であることが判明している。

【0133】

図3Cを参照して説明したデータ流の例などのデータ流は変調器回路 246 によりアンテナ 212 に供給され、読取器／質問器 106 へ送られる。振幅変調 (AM)、周波数変調 (FM)、周波数変位キーイング (FSK)、および位相変位キーイング (PSK) を含めた適切な任意の変調法を採用することが本発明の範囲内である。しかし、位相変位キーイング (PSK) が好ましい。AM変調はデジタル伝送には特に良く適してはいない。FMまたはFSKなどの周波数変調法はデータで変調されたトランスポンダ出力信号を空気入りタイヤ (たとえば、104) の媒体を通じて伝播させることには多少問題がある。

【0134】

比対信号強度

圧力指示のために比 N_r / N_p を使用することには別の利点がある。その理由は、比をとられた値が読取器／質問器とトランスポンダの間の結合の変化に対して、 N_r または N_p の測定値を単独に取る場合におけるよりも、感じないことが

確認されているからである。これが、測定カウント（縦軸394）と電力（横軸392）のグラフを示す図3Dに示されている。本発明の好適な実施形態において説明したトランスポンダなどの受動トランスポンダ200については、トランスポンダ電力は読取器／質問器（たとえば、106）からのRF信号により供給される。長すぎる距離または妨害を含めた送信問題または受信問題によってRFの結合の強さが弱くなったとすると、トランスポンダ22回路中の電力が減少することがある。ある値 PWR_1 より低い電力レベルでは、弛張発振器312は正常周波数信号より低い F_{osc} を出力し、したがって、温度カウント N_T と圧力カウント N_P を、所与の温度および圧力に対して当然得られる値よりも小さくする。この影響が、最小電力 PWR_1 より下へ延長している温度カウント N_T の下向き曲線396と、圧力カウント N_P の下向き曲線398により示されている。幸運にも、小電力の影響は両方のカウントに対して比例的に同じであるので、比 N_T/N_P （曲線399）はトランスポンダ200を動作させるために必要な最小電力 PWR_0 までの全ての電力レベルに対して比較的安定したものになる。したがって、トランスポンダにおける N_T/N_P の比を取られた値を（較正中に）決定し、較正データを保存することにより、読取器／質問器とトランスポンダの間の結合の変動にあまり影響を受けない圧力のみの指示値を決定する性能が簡単にされ、かつ一層信頼できるものにされる。

【0135】

改良、一般的

本発明は、上で説明した従来のモデル「3070C」トランスポンダ200の改良を実現する新規な「RFIQ」トランスポンダ400（図4A参照）を取り扱うものである。いくつかの改良が施されており、かつ下記のものを含めた新規な特徴が得られたが、得られた特徴はそれらに限定されるものではない。

- ・小消費電力、
- ・電力または周波数についての発振器の安定度の向上、
- ・温度カウントおよび圧力カウントの分解度の向上、
- ・静電放電（ESD）防止が2200V以上に向上、
- ・プログラム可能な変調度（RF信号に加えられるPSK変調の大きさ）の向上

- ・プログラミングおよび試験のための外部接続ピンの数の減少、
- ・デジタルおよびアナログでの試験可能性の向上、
- ・データ流の192ビットへの増加、
- ・プログラム可能なEEPROMの156ビットへの増加、
- ・取り付けられているアンテナによりプログラムが可能であること、
- ・パリティ6ビット— N_r 、 N_p データの各4ビットごとに1ビット、
- ・圧力と温度について指示カウントを独立に最適にするためにプログラム可能に電流を減少できること、
- ・トランスポンダの「能動」実現に使用するために3V電池で電力を供給するモード（「能動タグ」、
- ・電力オン・リセット
- ・試験ピンへのベースバンドデータ出力。

【0136】

解決すべき諸問題

特に、上記従来のトランスポンダ200の構成には一般的な問題が存在する。本発明の主題である改良によってそれらの問題のいくつかは改良される。

【0137】

・所望の圧力範囲や所望の温度範囲に対して圧力カウント N_p と温度カウント N_r を最適にするために従来の構成のトランスポンダ200の弛張発振器を調整できるが、その調整は集積回路の製造中に行えるだけである。集積回路の製造後にそれらのカウント N_p と N_r を最適にする方法を得ることが望ましい。

【0138】

・従来の構成のトランスポンダ200を使用する（受動トランスポンダして）場合には、始動中などの電力入力が少ない時、または読取器／質問器から遠く離れている時、に不正確な結果が送られることがある。（たとえば、図3D参照。）また、従来のモデルは、任意の強さの質問信号を受けると変調（送信）を直ちに開始し、データ語中の無作為の場所で送信を開始する。最初の信号（遠方の読取器／質問器からの）が弱かったとすると、電圧供給が妥当な温度指示値と圧力指示値を生ずるには不十分なことがある。また、十分な電力レベルが生ずる

前に変調が開始されたとすると、信号変調の電力消費が不十分な電力の諸問題を悪化させる。弛張発振器が定められた一貫した状態で各サイクルごとに始動しないとするとは別の問題が起きる。

【0139】

・従来の構成のトランスポンダ200は、集積回路の製造中に決定される一定の変調度（RF信号の変調の大きさ）を有する。アンテナ（「コイル」）と読取器／質問器106の種々の組合わせに対して、および種々の動作状態に対してトランスポンダを最適にするやり方を得ることが望ましい。また、安定度を高くするためにあるトランスポンダの応用がアンテナ210の端子間に外部ツェナークランプを用いるが、そのツェナークは従来の構成のトランスポンダ200の「読取りを制限」させる。

【0140】

・従来の構成のトランスポンダ200は製造中にそれのある動作特性を調整できる（たとえば、トランジスタのサイズを調整して電流を調整する）が、それらの製造中の変化は永久的なものであって、トランスポンダごとに変更することは容易ではない。更に、プログラム可能なメモリ（たとえば、EEPROM）で調整設定を行うとすると、電力増大中にそれらの設定を、行デコーダ（242）と列デコーダ（240）を通るのではなくて連続して、アクセスすることに他の問題が生ずる。

【0141】

その他の改良、および問題解決は以下の説明から明らかになるであろう。

【0142】

一般的な説明

改良されたRFIQ（商標）トランスポンダ400（200、102に匹敵する）は、低周波「受動」（RF信号により電力を供給される）トランスポンダまたは「能動」（電池で電力を供給される）測定装置として温度と圧力を測定できるカスタムCMOS、低電圧集積回路（「IC」、または「チップ」）である。このICは、（a）部品が能動であるか受動であるか、（b）温度および圧力分解度を調整するか、および（c）変調度およびコイルのクランピング強度（受動

モードにある時)、を決定するプログラム可能なトリミングを行う。

【0143】

受動モードでは、このICは、トランスポンダのアンテナ入力端子に結合されている外部LC回路に結合されている読取器／質問器RF信号から電力を発生する。このトランスポンダは受けた信号を用いて電力およびオンチップクロックを発生する。トランスポンダはアンテナのインピーダンスを変調する、これは「後方散乱された変調」として知られている、ことによりそのメモリ内容を読取器へ送り返す。読取器は戻されたデータを復調してセンサ識別（「ID」）およびセンサデータならびにそのデータを解釈するために必要な較正定数を獲得する。

【0144】

トランスポンダは196ビット直列位相変位キーされた（「PSK」）データ流を16個の12ビット語として送る。最初の12ビットはプログラム可能な同期語であり、各同期ビットは1.5ビット幅である。次に、正常なビット幅であるEEPROMの144ビットが送られる。144ビットはトランスポンダの特有のIDコードと、温度および圧力データの較正定数と、誤り検査のためのCRCとを含んでいる。その後でトランスポンダは36ビットのデータを送る。その36ビットは、12ビットの温度カウント（ N_T ）、12ビットの圧力カウント（ N_P ）、12ビットの語で構成されており、その語は、1としての使用されていない5ビットと、温度センサに対するMTMSの状態を示す1ビットと、偶数パリティの6ビットとで構成されている。パリティビットは、それぞれ1ビットが N_P データと N_T データの4ビットごとに対するものである。

【0145】

能動モードでは、トランスポンダは外部のハードウェアにより制御しなければならない。その制御ハードウェアはICに電力を供給し、クロック信号をCLKパッドまたはVBパッドを介して提供する。固定されている期間中に温度と圧力が集められるようにクロックは正確なクロック速度で与えられなければならない、したがって、温度および圧力の最高の分解度を達成するためにハードウェアはビット当りのクロッキング時間を最適にできる。このICは能動モードでは2.8Vのように低い電圧まで動作できる。

【0146】

受動タグまたは能動タグ（トランスポンダ）として、ICは組立て後に電力を供給して4ピンインタフェースを介してチップと通信することにより試験できる。このインタフェースによって使用者はチップのEEPROMにアクセスできると共に、チップの機能を試験できる。EEPROMデータは読取り、クリア、またはプログラムができ、発振器は周波数を直接読み取るにより試験される。チップセンサ発振器も試験でき、能動モードで温度と圧力を読み取る第2の方法を提供する。

【0147】

RFIQ（商標）トランスポンダ回路の概観

図4Aは図2に匹敵する図であって、改良されたRFIQ（商標）トランスポンダ400（102、200を参照）の関連する部分のブロック図であり、以後の信号と、端子と、機能ブロック（区画）と、それら相互間の接続を示している。この例示されている装置は圧力と温度を測定することが好ましい実施形態として説明するが、適切なセンサを採用してその他のパラメータを測定することを含むことも本発明の範囲内である。

【0148】

トランスポンダ400は破線402（202参照）内に示されている単一の集積回路（IC）チップ上に実現することが好ましい。そのチップにはいくつかの外部部品が接続される。図中のその他の破線はトランスポンダ400の大きな機能「ブロック」（「区画」）を示し、アドレス可能なメモリのブロック438（238参照）と、センサインタフェース部406（206参照）とを含んでいる。

【0149】

ICチップ402の外部の部品は、アンテナ（コイル）412と、このコイル412の端子間に接続されてLC共振タンク回路を構成しているコンデンサ414と、外部精密抵抗（R_{ext}）416と、外部圧力検出コンデンサ（C_p）418（218参照）と、外部の最高温度測定スイッチ（MTMS）420（220参照）とを含んでいる。コンデンサ414とスイッチ420は使用するか否か

は随意である。各外部部品は図4Aに示されているような適切にラベルがつけられている接続パッド、すなわち、アンテナ装置410のためのVAとVB、精密抵抗416のR_{ext}、圧力検出コンデンサ418の高い側のためのC_p、および最高温度測定スイッチ420の高い側のためのMTMSを有する。アナログ外部部品R_{ext}、C_p、およびMTMSの接地はアナログ接地AGNDパッドを介して行うべきである。他の接地パッド(GND)は外部デジタル接続の接地のためのものである。残りの接続パッドは、上記のように、トランスポンダ400の能動動作モードまたは試験動作モードに使用するためのものである。

【0150】

アンテナ412はコイルアンテナ、ループアンテナ、ダイポールアンテナ等の形式とすることができる。アンテナはトランスポンダが受動モードにあるときに主として使用される。あるいは、トランスポンダ400が能動モードにある時は、アンテナ装置410は無くてもよく、トランスポンダ400により出力される信号はDATAパッドへの直接接続を介して行うことができる。下記の主要部では、コイルアンテナを有し、受動モードで使用されるトランスポンダについて説明する。

【0151】

トランスポンダIC402は、アンテナ412により受信された周波数がF_i (たとえば、125 KHz) である無変調の搬送波信号などのRF信号を処理し、受動モードで動作しているトランスポンダ400に電力を供給するために使用できるように、その受信したRF信号を整流するインタフェース回路422 (22参照) を含んでいる。信号処理は、トランスポンダ400のためのタイミングパルス/クロックパルスを発生するために使用するのに適切な形の入来信号に対して行うこと、およびアンテナ装置410で送信するために搬送波信号に変調を加えることを含む。

【0152】

整流された搬送波信号は、IC402の基板の降伏を阻止するために最高約13.0ボルトに制限される。制限された整流信号は、VPPパッドで読み取ることができる0から13ボルトの範囲の電圧V_{pp}を有する。その後で電圧V_{pp}

は最高6.5ボルトまでにシャント調整される。その調整された電圧はV_{XX}パッドで読取ることができる電源電圧（または「入力電圧」）V_{xx}と名付けられる。IC402内のCMOSに損傷を加えるおそれがあるほど十分に高くなることを阻止するために、V_{xx}電圧レベルは調整される。

【0153】

電圧V_{xx}は電力供給オン・リセット（POR）回路482（これはこのモデルのトランスポンダには新しいものである）と、ICチップ402に種々の電圧を供給するための調整およびバンドギャップ基準回路423（222参照）とに供給される。

【0154】

電力供給オン・リセット回路482は、トランスポンダ400がセンサの指示値の記録を開始し、またはトランスポンダ400が適切に機能できるようにするために十分な電力が、受けた搬送波信号によって供給されるまでデータを送るようするために設けられている。POR回路482は電圧V_{xx}レベルを評価して、電圧V_{xx}が十分であると見なされるまで出力されないリセット信号を出力する。所望によっては、試験のためなどに、リセット信号はチップ402の外部からRES接続パッドを介して加えることができる。

【0155】

受動モードでは、電源電圧V_{xx}が十分である（POR回路482により決定されるが、最低4ボルト）限り、調整およびバンドギャップ基準回路423は電圧V_{xx}を調整して、動作範囲が2.8V（安定な弛張発振器452の最低電圧）から約3.5Vである、約3ボルトの調整されたアナログ電源電圧V_{cc}を供給する。デジタル電源電圧V_{dd}は、電圧V_{cc}に接続されているソースホロワにより調整され、電圧V_{cc}とは独立に電流を供給できる（先に説明した図3Bに示されている以前の方法に匹敵する）。電圧V_{dd}は通常はV_{cc}より1しきい値だけ低くて、約2.5ボルトであり、1.2V（論理およびメモリが安定に動作するための最低電圧）から約3.5Vの範囲であって、読取り中にデジタル論理およびEEPROM436（メモリ）アレイ436に供給される。トランスポンダのプログラミング中は、電圧V_{cc}とV_{dd}はパッドVPPに供給される

電力により影響を受けない。電圧 V_{cc} と V_{dd} はそれらに対応して名付けられているパッド(V_{CC} と V_{DD})を介して外部から読取ることができる。また、能動(電池で電力を受ける)モードでは、パッド V_{CC} と V_{DD} に外部電力を供給することにより調整器は無く済む。最後に、安定な基準電圧を必要とする回路のために、調整およびバンドギャップ基準回路423は温度とは独立のバンドギャップ電圧 V_{bg} を供給する。その電圧 V_{bg} は、チップ電源電圧 V_{xx} が最低動作レベルより上である限り、その電圧 V_{xx} とは独立している。調整およびバンドギャップ基準回路423は、たとえば、 -40 ないし 150°C のトランスポンダ動作範囲にわたって約 1.20 ボルトの温度とはほぼ独立している電圧 V_{bg} を出力する。バンドギャップ電圧 V_{bg} は V_{xx} 、 V_{cc} および V_{dd} 調整器423と、弛張発振器452および電力供給オン・リセット回路482により基準電圧として使用される。

【0156】

インタフェースおよび整流回路422は受けたRF信号、それが受けた入力周波数(F_i)が好ましい、を、ICチップ402における他の回路のタイミングを制御するためにクロック信号を既知のやり方で発生するタイミングおよびクロック発生器回路424(224、226参照)に供給する。発生されるクロック信号はデューティサイクルが50%で、周波数が F_i であることが好ましい方形波で、トランスポンダのPSK送信のためにトランスポンダ400によりアンテナ装置410に加えられるどのような変調とも独立している。タイミングおよびクロック発生器回路424はシステムクロックも分周してアドレス可能なメモリ438内のデータのアドレッシングのため、および変調のためのタイミングを発生する。たとえば、システムクロック周波数 F_i を2分の1にしてPSK変調された戻り搬送波信号の周波数を決定する。周波数 F_i の他の分周がデータ送信のためのボー速度の決定のために使用される。能動動作モードまたは試験動作モードでは、タイミングおよびクロック発生器回路は使用しないこともできれば、CLKパッドまたはVBアンテナパッドを介するクロック信号の直接入力のためのバッファとして使用することもできる。

【0157】

タイミングおよびクロック発生器回路4.2.4から種々のクロック信号が、列デコーダ4.4.0(2.4.0参照)と、列-データ変換器4.4.1と、アドレス可能なメモリ4.3.8に記憶されているデータへのアクセスを制御する行デコーダ&N_r、N_p制御回路4.4.2(2.4.2参照)とのいくつかの制御論理回路に供給される。クロック信号は、弛張発振器4.5.2およびデータ獲得回路4.5.4のタイミングを制御するために行デコーダ&N_r、N_p制御回路4.4.2によっても使用される。データ獲得回路4.5.4は温度指示値(カウント)N_rと圧力指示値(カウント)N_pを発生して、それらを温度レジスタ4.3.2と圧力レジスタ4.3.4にそれぞれ保存する。

【0158】

アドレス可能なメモリブロック4.3.8はEEPROMアレイ4.3.6(2.3.6参照)といくつかのハードウェアレジスタ4.3.2、4.3.4、および4.3.5(2.3.2および2.3.4参照)を含んでいる。EEPROMアレイ4.3.6は、後で説明する保存されている各種の情報でプログラムされる。

【0159】

EEPROMの最後の2行(たとえば、行14と15)はトリミング情報を保存するためにプログラムされているトリミングビット部4.3.6bを構成している。トリミング情報は、(a)弛張発振器4.5.2に供給される電流の減少を(ベース-エミッタ電圧-電流変換器4.5.0において)制御して圧力カウントと温度カウントとの分解度を制御し、(b)変調回路4.4.6における変調度を設定して所与のアンテナ装置4.1.0と所与のトランスポンダ用途に対する信号送信を最適にし、(c)動作モード(能動または受動)を設定し、(d)整流回路4.2.2の端子間電圧V_{pp}におけるクランプのインピーダンスを最適にする。トリミング線4.8.5を用いて、トリミングビット部4.3.6bに保存されているトリミング情報を、トランスポンダの動作(能動または受動)中の任意の時刻にその情報が働き掛ける回路(たとえば、4.5.0、4.4.6、4.8.4、4.2.2、4.8.2)が直接読み取ることができる。あるいは、ある試験モードおよびプログラミングモードにおけるように、試験論理回路4.8.4により制御されて、DATA接続パッドを介するEEPROM4.3.6メモリの残りと一緒に、トリミングビット部4.3.6bを外

部読出しおよび書込み（プログラミング）のためにアクセスでき、かつ列—データ変換器441を介してトランスポンダデータ線444により通信できるようにする。

【0160】

従来のモデルトランスポンダ200について先に説明したように、温度レジスタ432と圧力レジスタ434のおのおのは、センサインタフェース部406から来る周波数 F_{osc} のセンサデータ信号によりクロックされるダウンカウンタのカウント（たとえば、12ビット）を保持する。

【0161】

パリティ、メモリのMTMS部435もこのトランスポンダ400のモデルにとっては新しい。それは、たとえば、12ビットのデータを保存するハードウェアのレジスタとして実現される。その12ビットのうちの5ビットは永久にセットされ（値＝1）、その後MTMSスイッチ（高すぎる温度にさちされると閉じる）の開き／閉じ（I/O）状態に従ってセット／クリアする1ビットがあり、最後に圧力カウントと温度カウントのパリティを一時的に保存する6ビットがある。それらのパリティビットのうちの3ビットが圧力レジスタ434のカウント N_p に対するものであり、その後の3つのパリティビットが温度レジスタ432のカウント N_t に対するものである。パリティビットは、センサデータの獲得中に、 N_p ダウンカウンタと N_t ダウンカウンタ（それぞれ圧力レジスタ434および温度レジスタ432）における変化するカウントに従って常に更新される。各パリティビットは対応する圧力レジスタ434または温度レジスタ432内の4個の順次ビット（「ニッブル」）のパリティを表す。最上位のビットはカウントの最上位のニッブルを表し、中位のパリティビットはカウントの中位のニッブルを表し、最下位のパリティビットはカウントの最下位のニッブルを表す。

【0162】

トランスポンダチップ402のセンサインタフェース部406（206参照）は、接続パッド「Rext」を持つベース—エミッタ電圧—電流変換器450（参照）と、接続パッド「CP」を持つ弛張発振器452（252参照）と、「MTMS」接続パッドと、それをパリティ、MTMSレジスタ435（MTMSビ

ットの以前の場所に対する236と匹敵する)中のMTMSビットに接続する線459とで構成されている。

【0163】

ベース-エミッタ電圧-電流変換器450は、図3の部分306ないし310を参照して上で詳しく説明した変換器250と類似するやり方で機能する。性能を向上するために、新しいベース-エミッタ電圧-電流変換器450中の部分306、308、310の回路は1段電流ミラー(たとえば、トランジスタP1、P2、P4、P6のための)の代わりにカスコードを利用し、外部抵抗 R_{ext} 416は、500キロオームなどの、異なる好適な抵抗値を持つことができる。カスコードが望ましい理由はその電力除去比(PSSR)が高いことである。また、後で図5を参照してより詳しく説明する特徴においては、ベース-エミッタ電圧-電流変換器450の終段510(310参照)は部分308に異なるやり方で接続されて、トリミングビットレジスタ部436bにおけるプログラムされた設定と共同して動作し、線451、455上の減少された比例-温度電流 $I(T)B$ (線251、311上の電流 $I(T)/N$ に匹敵する)を弛張発振器452(252参照)に供給する。以前の構成とは対照的に、電流スケールリング回路510(310参照)は電流 $I(T)$ を、トリミングビットレジスタ部436b内でのプログラムされた設定により決定された可変スケール係数「B」だけスケールできる。

【0164】

弛張発振器452は、行デコード&N_r、N_p制御回路442の制御の下に、外部容量性圧力センサC_p 418と共に動作して、行デコード&N_r、N_p制御回路442により決定されるタイミングウィンドウに依存して、周囲温度または周囲圧力を示す周波数 F_{osc}' の信号を線453(253参照)を生ずる。データ獲得回路454は、行デコード&N_r、N_p制御回路442のタイミング制御の下に、 F_{osc}' 信号を(タイミングウィンドウに依存する)適切なハードウェアレジスタへ、すなわち、線455を介して温度レジスタ432へ、線457を介して圧力レジスタ434へ送る。

【0165】

電流スケーリング回路510（ベース－エミッタ電圧－電流変換器450の一部）と弛張発振器452は弛張発振器252と比較していくつか改良されており、MTMS420の状態が以前の実現におけるもの（EEPROM236）とは異なるメモリ場所（レジスタ435）へ送られる。さもなければ、センサインタフェース部406は以前のモデル3070Cトランスポンダ200における対応する部分206と本質的に同じように動作する。

【0166】

以前のモデル200を参照して上で説明したように、「周囲」という用語はトランスポンダ400の付近、更に具体的にいえばトランスポンダ400に組合わされているそれぞれのセンサの付近で測定されるパラメータを指す。また、ここで「圧力指示値」、「圧力カウント」、「圧力応答」、「圧力レジスタ」等と呼んでいる「圧力」という用語はハイブリッド圧力－温度指示値を実際に生ずることのトランスポンダ技術により測定される「圧力」を全体的に指す。このハイブリッド指示値の温度成分を除去するためにこのハイブリッド指示値が処理されると、その指示値は「圧力のみ」指示値と呼ばれる。

【0167】

列デコーダ440および行デコーダ442と共に、列－データ変換器441は、データ流中の測定されたタイヤ動作特性のうちから選択されたものをアンテナ装置410を介して外部の読取器／質問器（たとえば、106）へ、インタフェースおよび整流回路422（222参照）を介して送る変調回路446（246に匹敵する）へ線444（244に匹敵する）を介して信号（すなわち、データ）が出力される順序を制御する。線444はデータ流を試験論理回路484へも送り、そこでDATA接続パッドを介してそのデータ流を直接アクセスできる。

【0168】

変調回路446は線444からのデータ流をそれを表すインピーダンス変化の列（変調）に変換する。それらの変化はインタフェースおよび整流回路422を介してアンテナ装置410に加えられる。本発明のトランスポンダ400の新規な特徴は、変調指数（変調の大きさ）を動作電力レベルに合うように調整し、使用中の個々のトランスポンダ400と、アンテナ装置410と、読取器／質問器

106のために最適にされた変調指数を（トリミングビット部436bを介して）選択できる性能である。

【0169】

受動モード動作では、外部源（たとえば、読取器／質問器106）からのRF搬送波信号がアンテナ412により受けられる。このRF信号は整流されて、RFトランスポンダ400に電力を供給するために用いられるとともに、タイミング／クロック信号を供給するために用いられる。変調回路446により加えられる変調情報はアンテナ装置410のLCタンク回路の特性（たとえば、インピーダンス、共振周波数等）を変更するために用いられる。それらの変更は負荷の変化として外部の読取器／質問器106により検出され、復号され、データのRFトランスポンダ400から外部の読取器／質問器106への送り返しを行う。トランスポンダ400の受動的な電力は受けたRF信号から取り出され、かつその信号の変調はその電力のうちのいくらかから行われるので、POR回路482は受動電力の供給中はリセット信号を保持し、トランスポンダの電力レベルが変調中のトランスポンダ400の安定な動作を確保するために十分に高くなるまではそのリセット信号をクリヤしない（それにより変調を行えるようにする）。

【0170】

試験論理回路484は、ウェハの分類、最初のボードの組立レベルプログラミング、前較正段階におけるプログラミング、トランスポンダの較正およびトリミング、および容器封入により引き起こされるオフセット誤差に対するトリミングビット436bを調整するための後較正プログラミングを含めた、トランスポンダの製造および使用のあらゆる段階で実行できる試験を可能にする。

【0171】

本発明のRFIQ（商標）トランスポンダ400の重要な部分についてのより詳細な説明を以下の部分で行う。

【0172】

メモリ割当ておよびデータ流

アドレス可能なメモリブロック438は、以前のモデル3070Cトランスポンダ200よりも改良されたデータ流を提供するようにして構成されている。列

デコーダ440と、列-データ変換器441とは一緒に動作してアドレス可能なメモリブロック438との間のデータの流れを制御する。能動モードまたは受動モード（すなわち、試験モードまたはプログラミングモードではない）で動作している時は、回路440、441、442はメモリ場所を最初のアドレスから最後まで（各データ「語」中の最上位ビットから最下位まで、語は最も下位番号の語から最も上位の語まで順序付けられている）1度に1つずつアクセスすることにより、送信のための直列データ列を生ずる。以下の説明から、データ流中に含めるべき行は動作モード（すなわち、受動/能動、または各種の試験モードおよびプログラミングモード）に従って選択されることがわかるであろう。行デコーダ&Nr、Np制御回路442の付加機能は、データ送信の1つの部分中に（たとえば、語/行2ないし6を送信中に）温度に関連するカウントを温度レジスタ432に蓄積し、かつデータ送信の他の部分中に（たとえば、語/行9ないし13を送信中に）圧力に関連するカウントを圧力レジスタ434に蓄積するように、センサインタフェース回路406を（線487を介して）制御することである。それらの蓄積は、データ流のそれらのカウントの部分が（たとえば、語14と15）正当である時にレジスタ432と434から読み出すべきカウントについての時間までに両方とも終了すべきである。

【0173】

図4B（図3Cに匹敵する）はアドレス可能なメモリブロックの「マップ」であって、その物理的編成を示し（「行」により）、かつ能動モードまたは受動モードのデータ流の編成を示す（「語」により）。個々で説明しているトランスポンダ400の好適な実施形態では、各語または各行は長さが12ビット（または列）で、データ中には16語があり、全部で192ビットある（12掛ける16）。図4Aにおけるメモリブロック438の描写は物理的編成を理解する助けとなる。物理的メモリ（EEPROM436）の行1ないし13はデータ流の語1ないし13に対応すること、ただし物理的メモリ（EEPROM436）の行14と15はデータ流の部分ではないことに注目すべきである。その代わりに、温度レジスタ432は語14として読出され、圧力レジスタ434はデータ流の語15として読出される。データ流の最後の語、語16、は物理的メモリのハー

ドウェアレジスタ（パリティ、MTMSレジスタ部435）から読出される。

【0174】

アドレス可能なメモリブロック438の例のEEPROM436部分は12列×15行のアレイとして配列されている180個のセルを有している。各セルは少なくとも1つのnチャネル選択ゲートと1つの対応するEEPROMトランジスタで構成されている。初めの13行（sync、I.D.、較正、CRC436a）は、トランスポンダ400が能動または受動であるようにプログラムされていようが正常な読出しモードで読出し可能である。それら初めの13行中のEEPROMメモリ場所は通常のやり方で選択され、EEPROMトランジスタごとに1つのnチャネルトランジスタ行選択ゲートが選択される。行14と15におけるEEPROMセル（トリミングビット部436b）はトリミング情報の12ビットのためのデータを保持し、トランスポンダにおけるその特殊な役割を容易にするために異なって構成される。各トリミングビット部436bのEEPROMセルは1つのゲートの代わりに2つのゲートを有し、トランスポンダ動作のある試験モードにおけるようにREAD__TRIM選択ゲートが可能状態にされていなければ、トリミングビット436bをデータ流に付加できないように、特殊なREAD__TRIM選択ゲートを行選択ゲートに直列に付加する。特殊なトリミングビットレジスタ436bの別の特徴は、各トリミングビット436bがEEPROMビット設定（プログラムされたトリミング情報）をトランスポンダ400回路の適切な部分に必要な応じて知らせるための付加された検出線を有することでもある。

【0175】

したがって、EEPROM436と関連する論理が、トリミングビット436bを、温度カウントおよび圧力カウントの代わりにデータ流中の語14および15としてビットを順次読出す「READ__TRIM」試験モードにより、外部から読出すことができる。「読出し」試験モードでは、正常な動作におけるように、トリムビットはデータ流中には見られないが、検出増幅器により依然としてアクセスされて、プログラムされたトリム設定をトランスポンダ400の適切な部分へ知らせる。「書込み」試験モードでは、全てのEEPROM436セル（ト

リムビット436bを含む)が同時にアドレスされて書込まれる。これにより「1」が全てのEEPROMセルに実際に書込まれ、それらに高いしきい値を与える。「消去」試験モードでは、個々のセルを消去できる(低い負のしきい値が与えられて「0」にプログラムされる)。クロックCLK信号がEEPROMセルアレイを検索すると、VPPパッドにおける電圧をプログラミング温度まで上昇して、DATAパッドを高くすることにより消去を可能にすることにより、アドレスされた列とアドレスされた行との交点におけるセルが消去される。

【0176】

図4Bを参照して、マップは、初めの12のデータ場所(行1中のビット000...011)が同期(「sync」)データのために留保されている編成の例を示す。次の48のデータ場所(行2ないし5中のビット012...059)は個々のトランスポンダ400を特定する一般的な情報のためのものである。上記のように、各トランスポンダユニットはタイヤに装着される前に適切に較正される。次の24のデータ場所(行6ないし7中のビット060...083)は温度較正データ(たとえば、決定点と勾配)を保持する。次の24のデータ場所(行8ないし9中のビット084...107)は圧力較正データ(たとえば、決定点と勾配)を保持する。次の36のデータ場所(行10ないし12中のビット108...143)はICチップ402に関する追加の識別情報を保持する。次の12のデータ場所(行13中の)はチップ較正についての識別情報の4ビット(ビット144...147)と、CRC(周期的冗長性検査)などのデータ有効化アルゴリズムについての8ビット値(ビット148...155)を保持する。データ流中の次の2語(語14...15、ビット156...179)は温度レジスタ432と圧力レジスタ434からそれぞれ読出される。このデータ流の最後の語(語16、ビット180...191)はパリティ、MTMSレジスタ435から読出される。そのレジスタは5つの「開き」ビット(ビット180...184)と、MTMSスイッチ420の論理レベル(状態)を含んでいる。その後の1ビット(ビット185)と、最後に、各ビットが圧力カウン트의パリティおよびその後続く温度カウン트의パリティに対するものである3ビットを含んでいる6ビット(ビット186...191)とを含んでいる。5つの開かれているビット

は使用されず、論理「1」値として固定されている。

【0177】

列デコーダ440と、列データ変換器441と、行デコーダ&N_r、N_p制御器442回路とはアドレス可能なメモリブロック438に対するアドレッシングとアクセスを調整する。

【0178】

列デコーダ440は12の1デコーダをアドレスする4ビット同期カウンタで構成される。列デコーダ440からの出力はプログラミングおよび読出しの最中にメモリアレイの12列をアドレスする。列をアドレスするために、アドレスされた列を充電するためにアドレスnチャンネル装置が小電力電流源の経路を定める。ビットが書込まれるとすると、列は高く引き上げられるが、消去されるとすると、列は低く引き下げられる。電流源の出力はバッファされ、列を通じてデータ変換器441と、変調回路446と、試験論理回路484とに至るトランスポンダデータ線444を駆動する。列は、タイミングおよびクロック発生器424により、またはCLKパッドを介して外部から供給されるタイミング論理クロック信号のレートで、列1から列12まで順次アドレスされる。列12をアドレッシングした後で、列デコーダ440は行デコーダ&N_r、N_p制御器442をトリガしてそれを次の行へクロックし、かつそれ自身を列1へ戻すようにサイクルする。リセット信号（ターンオンされ、その後でターンオフされる）が電力供給オン・リセット回路482から（またはRESパッドを介して）受けられた後で、列デコーダ440と行デコーダ&N_r、N_p制御器442はそれらのアドレッシング順序をリセットして行1の列1で、すなわち、アドレス可能なメモリブロック438の最初のビットすなわちセルでスタートする。列デコーダ440は読出し動作モードのいずれかまたは消去中にEEPROMアレイ436を直列にアドレスする。書込み試験モードでは、EEPROMメモリ全体が書込み動作のために同時にアドレスされるので、それは何の影響も及ぼさない。

【0179】

行デコーダ&N_r、N_p制御器442は16の1デコーダをアドレスする4ビット同期カウンタである。そのデコーダはデータメモリ436aの13行を行1

から13までアドレスする。書込み試験モード、消去試験モードおよびREAD #TRIM試験モードでは、それはトリミングビットのためにEEPROMメモリ436bの行14と15もアドレスする。正常な読出し（能動モードまたは受動モード）中は、デコーダは行アドレス14の温度ハードウェアレジスタ432と、行アドレス15の圧力ハードウェアレジスタ434とをアドレスする。動作モードとは無関係に、行16アドレスは特殊なデータ行、すなわち、パリティ、MTMSハードウェアレジスタ435、へ送られる。読出し試験モードおよび消去試験モードでは、各行は列デコーダ440の最後のビットの立ち下がり縁部で順次アドレスされる。受動モードまたは能動モードでは、リセット信号が行デコーダ&Nr、NP制御器442を行1にセットする。それは同期語である。書込みモードでは、全ての行は同時にアドレスされる。それは全ての選択線と制御ゲートを電圧Vppへ引き上げる。上で述べたように、行デコーダ&Nr、NP制御回路442の付加機能は、温度レジスタ432と圧力レジスタ434の指定された時間（データ収集ウィンドウ）中に温度に関連するカウントを温度レジスタ432に蓄積し、圧力に関連するカウントを圧力レジスタ434に蓄積するように、センサインタフェース回路406を制御することである。

【0180】

電力供給オン・リセット

受動モードで動作している時は、トランスポンダにおける電力レベルは、トランスポンダアンテナ210、410と読取器／質問器アンテナ（たとえば、110）との間の結合レベルが変動する結果として変動する傾向がある。たとえば、トランスポンダに供給される電力はタイヤ104内のトランスポンダ102、200、400と、「遠フィールド」距離からタイヤ104の近くまで持ってこられた手で持たれている読取器／質問器106との間の距離と共に変化する。電池で電力を供給される（能動）モードで動作していると、寿命の終りに電池電圧が低下すると同様な低電力問題が起きる。低電力レベルでは、弛張発振器252、452の出力Fosc'は、測定されている温度および圧力に関連しないやり方でより低い周波数（図3D参照）を発生でき、それにより温度カウントNrと圧力カウントNpに誤差を生じさせる。上記のように、この問題は、カウントNr

／ N_p の比を用いることにより部分的に補償できて圧力測定値を示す。非常に低い電力レベルでは、電圧調整回路222、423はトランスポンダ200、400のアナログ部品およびデジタル部品の安定な機能を保証するために十分な電圧レベルを提供できず、トランスポンダ200、400の出力を不安定かつ予測できないものにする。

【0181】

本発明に従って、それらの問題は新規なRFIQ（商標）トランスポンダ400の構成に電力供給オン・リセット（POR）回路482を設けることにより対処される。POR回路482は図5にPOR回路600として概略示されている。POR482により下記の事柄が確保される。

【0182】

1. バンドギャップ電圧 V_{bg} が安定である。

【0183】

2. アナログ電源電圧 V_{cc} とデジタル電源電圧 V_{dd} が調整されて安定である。

【0184】

3. 全てのチップデジタル機能およびアドレッシングが安定である。

【0185】

4. 弛張発振器452は安定で、既知状態で動作を開始する。

【0186】

5. 出力データ流はビット1でスタートし、完全で、有効な測定カウント N_r と N_p を含み、それにより送信の開始直後に単一パスで完全なデータ読出しを許す。

【0187】

6. トランスポンダ400は、調整された電圧を安定な動作限界以下に降下することなく、アンテナ410を変調するために十分な電力（入力電力の電圧レベル V_{xx} により示されている）を有する。

【0188】

POR482はトランスポンダ回路400を試験動作モード、受動動作モード

および能動動作モードの任意の動作モードに置くりセット信号RESETを発生する。「RES」と記されている外部接続パッドを利用して試験モードおよび能動モードのために外部リセットEXT__RESを選択により入力できる。外部から供給されるリセットEXT__RESは内部で発生されたりセットINT__RESと「論理和を取られる」て、回路全体にわたるリセット信号RESETを発生する。電圧V_{dd}がCMOS論理を動作させるために十分なレベルにあるとするならば、外部リセットEXT__RESはアースにも引き下げられる。

【0189】

リセット信号RESETは電力供給状態および電力遮断状態の下でPOR482により発生され、電力変動率および動作モードに依存する異なるやり方で挙動する。能動（電池で電力を供給される）モードでは、リセット信号は、電池がトランスポンダ400に接続されている時に非常に短い時間（たとえば、10～20μsec）の間高い（電池出力が低い電池電圧限界V_{sustain}（能動）—たとえば、2.75V以上であると仮定して）。寿命により電池電圧が低くなるにつれて、電池電圧が低い電池電圧限界V_{sustain}（能動）より低くなった時にリセット信号が再びセットされ、トランスポンダ400のどのような効果的機能も行えないほど電圧が降下するまで、リセット信号は高いままである（トランスポンダ400を動作しないリセットモードに保持する）。

【0190】

受動モードでは、電力がトランスポンダアンテナ410へのRF搬送波信号入力から取り出されると、電力供給および電力遮断に3つのシナリオがある。すなわち、（a）トランスポンダ400がそのRF質問信号の送信を開始または急に停止した時に、読取器／質問器106がトランスポンダ400に対して閉じられた時のように、RF電力が急に変化する。（b）タイヤ104内のトランスポンダ400が、常に送信している固定されている読取器／質問器106の所を過ぎて急速に動く時のように、RF電力がいくらかゆっくり変化する。（c）手に持たれている読取器／質問器106がトランスポンダ400のそばをゆっくり動かされる時のように、RF電力が徐々に変化する。それらのシナリオは達成のために組み合わせることができ、たとえば、急速電力供給プラス緩やかな電力遮断。

【0191】

受動動作モードでは、POR482は電圧 V_{xx} （RF搬送波入力電力から得られた）に2種類の最低値を使用する。低いほうの値の最低、 $V_{sustain}$ （受動）、は、全ての電源電圧がトランスポンダ400の安定な動作に適切であることを確保するために十分である最低 V_{xx} 電圧レベル（たとえば、4.0V）である。送信のためのアンテナ410の変調がトランスポンダ400が利用できる電力に対する大きな消費を表すので、トランスポンダ400の安定な動作を維持するために適切なレベル以下に電源電圧を引き下げることなしにアンテナ410を変調するために十分な留保電力が確実に存在するために、電力供給時に使用される高い値の最低 V_{start} （たとえば、4.5V）がなければならない。

【0192】

受動モードで急激に電力を上昇すると（これは能動モードで十分に充電されている電池を取り付けることと同じである）、POR482はRESET信号をただちにターンオンし（最低 V_{start} より高い電圧 V_{xx} を検出した時に）、遅延時間 $Ramp_Delay$ （たとえば、約10～20 μsec ）の後でそれをターンオフすることにより、ビット1におけるデータ流送信の開始前にトランスポンダ400の動作を安定にする時間を取れるようにする。

【0193】

異なる論理回路のために、いくらか遅いまたは緩やかな電力上昇の結果が同じではあるが、POR482内の回路に電力を安定に供給するために必要であるバンドギャップ電圧 V_{bg} を発生するために十分なレベルまで電圧 V_{xx} が生ずると、POR482はRESET信号をただちにターンオンし、電圧 V_{xx} が、受動モードでは最低 V_{start} を、または能動モードでは $V_{sustain}$ （能動）を、超えた後でそれをターンオフする（RESET信号を放す）。「いくらか遅い」または「緩やか」との違いは、電圧 V_{xx} が零から V_{bg} ボルトまで上昇するために要する時間に依存し、緩やかな速度は $Ramp_Delay$ 時間より非常に長い時間（たとえば、10倍まで）をとる。

【0194】

受動モード電力減少の状況では、電圧降下速度とは無関係に、POR482は最低 $V_{sustain}$ （受動）より低い電圧 V_{xx} の検出後RESET信号をただちに再びターンオンし、トランスポンダ400が電力欠乏のために機能を全くしなくなるまでそれを放さない。これは変調を停止し、したがって、過度に低い電源電圧のためにトランスポンダが不安定である間に潜在的な誤りデータの送信を停止する。電圧 V_{xx} を、最低 $V_{sustain}$ （受動）より一時的に降下した後で上昇させるというやり方でRF電力が波のように変動したとすると、電圧 V_{xx} が V_{start} のより高いスタート最低レベルより上昇するまで、POR482はRESET信号を放さない。この履歴効果は不安定なオン・オフ発振、または限界に近いRF信号受信条件で動作している時のトランスポンダ400における「しゃっくり」のために、誤りデータ流を阻止する。

【0195】

ここで、POR482回路の概略ブロック図である図5を参照してPOR482回路600について説明する。

【0196】

POR回路600への入力は左に示されており、接続パッドRESを介する外部リセット信号EXT_RES入力と、アンテナ410により受けられてインタフェース&整流回路422を介してRF搬送波信号から取り出された整流されて制限された入力電圧 V_{xx} と、調整およびバンドギャップ基準回路423により入力電圧 V_{xx} から取り出されたデジタル電源電圧 V_{dd} およびバンドギャップ電圧 V_{bg} と、調整およびバンドギャップ基準回路423内のVT基準化された電流ミラー装置により発生されたバイアス電圧 P_{bias1} と、線485を介して伝えられた、EEPROMトリミングビットレジスタ436b内のトリムビット4の保存されている設定とを含んでいる。「TRIMBIT_4」と示されているトリムビット4設定の値は、トランスポンダ400が能動モードであるようにプログラムされていたならば「セットされている」すなわち論理「1」であり、トランスポンダ400が受動モードであるようにプログラムされていたならば「クリアされている」すなわち論理「0」である。回路600中の論理信号はそれらの「真」すなわちセット状態を示唆する名称が付けられている。たとえば、

TRIMBIT₄ 信号は「ACTIVE」信号とも呼ばれるが、インバータを通されると、反転されたTRIMBIT₄ 信号は「PASSIVE」信号になる。反転されたACTIVE信号は、反転された論理信号名の上の線、または「NOT」論理信号、という共通記法を用いて

【外1】

"ACTIVE"

信号とも記される。信号V_{START}およびV_{SUSTAIN}の場合には、信号名は電圧V_{xx}が対応する最低電圧レベル、それぞれV_{start}およびV_{sustain}、を超えたことを示す。

【0197】

POR回路600の主な出力は、右に示されているRESET信号であって、必要に応じてトランスポンダ回路400の他の部分へ進む切断線を有している。後段のインバータ633cに組合わされているNORゲート658は、外部からセットされたEXT_{RES}または内部で(POR) - 決定されたINT_{RES}リセット信号が高い時に常に高いRESET信号を効果的に出力するORゲートを形成していることがわかる。したがって、INT_{RES}リセット信号またはEXT_{RES}リセット信号のいずれかがRESET信号をターンオンできるが、両方ともRESET信号をターンオフすることに一致しなければならない。電圧V_{dd}が図示のN-チャネルトランジスタN30を動作させるために十分高いレベルを生じたら、EXT_{RES}信号をただちに引き下げる(ターンオフ)するためにトランジスタN30などのトランジスタを使用できる。

【0198】

ほとんどの標準的な記号が回路図600の論理素子のために使用されているが、通常の形式のインバータ633a...633f(633)に加えて、標準的なインバータ記号の三角形の内側の履歴カーブにより示されているシュミットトリガ・インバータ631a...631d(631)があることに注目すべきである。シュミットトリガ・インバータ631は論理レベルの間の遷移を「正方形状にする」ために用いられ、それらの遷移はゆっくりした速度で変化することがある

アナログ入力に依存するのでいかなる「かなてこ」効果も阻止する。

【0199】

素子632は双投スイッチとして簡略化したやり方で示されている。スイッチ632は、属する技術の当業者が知っているやり方で組合わされているPチャネルトランジスタとNチャネルトランジスタなどの、1組の半導体素子を表す。半導体スイッチ632はアナログ電圧 V_{xx}/A または V_{xx}/B の一方を、トリムビット4の論理設定に応じて比較器638の正(+)入力端子に切り替えるために間接的な手段を用いる。

【0200】

「620」と記されている回路部はinit遅延回路である。「640」と記されている部分は電圧制限回路である。「650」と記されている部分はフリップフロップ回路である回路610、620、および632の主としてアナログ回路で種々の電圧が取り扱われ、その後で論理信号 V_INIT 、 V_START 、および $V_SUSTAIN$ をそれぞれ決定するために比較器534、636、および638により電圧が使用される。それらは内部リセット信号 INT_RES を決定するために論理回路640と650により使用される。

【0201】

POR回路600は、トランスポンダ400への電力入力が非常に低いレベルから依然として上昇している間に、できるだけ早く機能しなければならないので、非常に低い電力供給レベルにおいて機能できるようにするために多数の手法が採用されている。たとえば、比較器634、636、および638は、良好な電源除去係数を有する3段、低電流（たとえば、300ナノamp）比較器である。また、上記の他の回路におけるように、比較器634、636、および638は電流ミラーを利用し、またはカスコード構成を採用できる。電流ミラーは Pb_{bias1} 入力（カスコード使用の場合にはそれは Pb_{bias1}' 、 Pb_{bias1}'' とすることができる）により制御される。 Pb_{bias1} 入力はVT基準にした電流ミラーを利用する調整およびバンドギャップ基準回路423で発生される。VT基準にした電流ミラーは、1.2Vという低い電圧で安定に動作して、入力電圧 V_{xx} より1しきい値降下だけ低いバイアス電圧 Pb_{bias1} を発

生する既知の装置である。VT基準にした電流ミラーがカスコード形で実現されたとすると、入力電圧 V_{xx} より1しきい値降下および2しきい値降下だけ低い電圧レベルをそれぞれ有する2つのバイアス電圧 $Pbias1'$ 、 $Pbias1''$ を発生できる。比較器634、636、および638に供給することに加えて、バイアス電圧 $Pbias$ （または $Pbias1'$ 、 $Pbias1''$ ）はinit遅延回路620（これは、バイアス電圧 $Pbias1'$ 、 $Pbias1''$ により制御される、たとえば、2つのトランジスタ $P30'$ 、 $P30''$ のカスコードとして実現することもできる）中の電流ミラートランジスタ $P30$ のゲートを制御するために用いられる。 V_{xx} は、電力上昇中にトランスポンダ400回路において使用可能な最高の整流および調整された電源電圧である（電圧レベルが「 V_{xx} 」）ので、比較器634、636、および638が電力上昇中にできるだけ早く機能できるようにその電源電圧は比較器634、636、および638に電力を供給するために供給される。バンドギャップ電圧 V_{bg} は、基準電圧として使用するのに適する最低の（したがって、電力上昇中に最も早く発生される）安定な電圧であって、その目的のために比較器634、636、および638の負（－）入力端子に供給される。

【0202】

分圧器回路610は、入力電圧 V_{xx} を分圧して比較器634と638で使用する相対電圧を生ずるオンチップ高値ボリ抵抗を利用する多素子分圧器である。既知の低電流技術により、電圧 V_{xx} は小さい係数 A で分圧されて電圧 V_{xx}/A を生じ、大きい係数 B で分圧されて電圧 V_{xx}/B を生じ、かなり大きい係数 C で分圧されて電圧 V_{xx}/C を生ずる。比較器636が電圧 V_{xx}/C を電圧 V_{bg} と比較すると、その比較器636の出力は $V_{xx}/C > V_{bg}$ であると高くなる。これは、電圧 V_{bg} に係数 C を乗じたものより高い電圧 V_{xx} を持つものと数学的には等しい。比較器636は電圧 V_{xx} が最低受動スタート電圧 V_{start} を超えた時を決定することを意図されているので、 V_{bg} の C 倍を電圧 V_{start} に等しくする適切な係数 C だけ V_{xx} を分圧するために分圧器内の抵抗値が調整される。たとえば、電圧 V_{bg} が1.2Vに等しく、電圧 V_{start} が4.5Vに等しいとすると、係数 C は3.75に等しく、分圧器610は

入来電圧 V_{xx} を3.75で除して $V_{xx}/3.75$ に数学的に等しい電圧 V_{xx}/C を生ずる。

【0203】

比較器638は、動作モードのために適切である最低維持電圧レベル $V_{sustain}$ (能動) または $V_{sustain}$ (受動) のいずれかを越えた時を決定する。係数A (能動モード維持電圧に対する) およびB (受動モード維持電圧に対する) は上記のようにして決定される。たとえば、電圧 V_{bg} が1.2Vに等しく、電圧 $V_{sustain}$ (能動) が2.75V (低電池電圧限界) に等しいとすると、係数Aは約2.29に等しく、分圧器610は入来電圧 V_{xx} を約2.29で除して $V_{xx}/2.29$ に数学的に等しい電圧 V_{xx}/A を生ずる。最後に、たとえば、電圧 V_{bg} が1.2Vに等しく、電圧 $V_{sustain}$ (受動) が4.0Vに等しいとすると、係数Bは約3.33に等しく、分圧器610は入来電圧 V_{xx} を約3.33で除して $V_{xx}/3.33$ に数学的に等しい電圧 V_{xx}/B を生ずる。

【0204】

論理1の $TRIMBIT_4$ 値 ($ACTIVE=TRUE$) により決定されるように、トランスポンダが能動モードにあるならば、スイッチ632は電圧 V_{xx}/A を比較器638に接続する。論理0の $TRIMBIT_4$ 値により決定されるように、トランスポンダが受動モードにあるならば、インバータ633dは論理を反転させて $PASSIVE=TRUE$ になる。これはスイッチ632に電圧 V_{xx}/B を比較器638に接続させる。

【0205】

フリップフロップ回路650は、スイッチング論理を決定するフロントエンドNORゲート552とNANDゲート654に組合わされている周知のセット-リセットラッチ656 (相互に接続されているNORゲート656aと656b) で構成されている。セット-リセットラッチ656は、内部リセット信号 $INT\#RES$ がPOR回路600の残り中の論理により状態を変更させられるまで、その状態を保持する。

【0206】

電圧制限回路640は信号INT_RESと、PASSIVEと、V_SUS TAINと、V_STARTとを評価する論理を含み、フリップフロップ回路650内の状態の変更をトリガする時を決定する。V_INIT信号は比較器634により出力されて、最初の電力供給時、または上で詳しく説明したようにある電力供給シナリオ中の遅延後にフリップフロップ回路650における変化をトリガする。

【0207】

init遅延回路620は電流ミラートランジスタP30を使用して入力電圧V_{xx}によるコンデンサC3の充電を制御する。充電コンデンサC3の電圧レベルはV_{xx}'であって、この電圧はV_INT比較器634の正入力端子に加えられる。コンデンサC3は上記のように適切なRamp_Delayを生ずる大きさ（たとえば、5～10pf）を持つ。

【0208】

POR600回路の動作を示すために、多少遅い電力供給のシナリオについて考えることにする。電圧V_{xx}が0ボルトからゆっくり上昇するにつれて、Pbias1電圧はそれに追従し、トランジスタP30を流れている小さい電流を参照してコンデンサC3を徐々に充電する。電圧V_{xx}がバンドギャップ電圧V_{bg}を完全に発生するために十分であるまで、バンドギャップ電圧レベルは低くて不安定であり、比較器634、636、および638と論理素子の動作もそうである。コンデンサC3は比較器634の正（+）入力端子における電圧V_{xx}'を比較器634の正（-）入力端子における立ち上がっているバンドギャップ電圧V_{bg}より遅らせることにより、POR回路600が不安定状態にある間にPOR回路によるどのような動作も阻止する。トランスポンダ400回路の残りにおける電圧はどのように重要な機能も可能にするには低すぎるので、この点にRESET信号が存在しなくとも関係がない。

【0209】

安定なバンドギャップ電圧V_{bg}を発生できるように電圧V_{xx}がひとたび十分に上昇すると、POR回路600は機能するが、コンデンサC3が比較器634の正入力端子における電圧V_{xx}'を負入力端子における電圧V_{bg}より遅ら

せているので、比較器634の最初の安定な出力はV__INIT低（論理0）である。シュミットトリガ631bプラスインバータ633bによる二重反転の後で、これは、NANDゲート652への他の入力とは無関係に1出力をNORゲート656aに生ずるNANDゲート652に0を入力させる。同様に、NORゲート656aへの1入力、ゲート656aへの他の入力とは無関係に0出力をNORゲート656bに生ずる。同時に、V__INIT信号はシュミットトリガ631bにより反転され、高い（論理1）入力としてNORゲート654に供給される。そのゲートはゲート654への他の入力とは無関係に0出力をNORゲート656bに生ずる。このようにして、NORゲート656bはそれの両方の入力端子に論理0を受け、それによりそのゲートはフリップフロップ回路650が信号INT__RESを出力するための論理1すなわち高い値を生じさせられる。これにより高いRESET信号はOR回路600が機能するとその回路から高いRESET信号をただちに出力させられる。

【0210】

高い値にされたINT__RES信号はNANDゲート644への入力として電圧制限回路640へ帰還もされる。この時点では、電圧V_{xx}はスタート電圧または維持電圧よりもはるかに低いので、比較器636と638はV__START信号とV__SUSTAIN信号の両方に対して低い値（論理0）を持つ。それらの信号はシュミットトリガ631cと631dにより反転されて、電圧制限回路640への論理1出力を生ずる。そうするとNANDゲート642への両方の入力は高く、NANDゲート646への0出力を生ずる。その出力はNANDゲート646にそれの他の入力とは無関係に1出力を生じさせる。その論理1はフリップフロップ回路650中のNORゲート654の他の入力端子に供給され、かつインバータ633eによって反転もされて論理0としてフリップフロップ回路650中のNANDゲート652の他の入力端子に供給される。

【0211】

電圧制限回路640内のNANDゲート648はPOR回路600のためのフェイルセーフの役割を演ずる。NANDゲート648の入力端子にACTIVE

【外2】

$$\overline{V_SUSTAIN}$$

、 V_START が加えられると、そのゲートは正常な動作状態の下で論理1を常に出力することがわかる。入力電圧 V_{xx} は最低電圧レベル $V_{sustain}$ （

【外3】

$$\overline{V_SUSTAIN}$$

=1)より低く、かつ最低電圧レベル V_{start} ($V_START=1$)より同時に高いことはできない。特に能動（電池で電力供給される）モード ($ACTIVE=1$)でそうである。したがって、ゲート648への全て真の入力を得るために、分圧器回路610と比較器636、638との少なくとも一方が誤機能せねばならないであろう。そのような誤機能の結果であるNANDゲート648からの論理0出力はNANDゲート646の入力端子に供給されて、ゲート646の出力を論理1の保持する。その論理1出力はフリップフロップ回路650を、 INT_RES 信号をオンに保持する（したがって、 $RESET$ 信号も）状態に保持する。正常な動作（および受動モードでも）では、NANDゲート648は論理1をNANDゲート646に出力し、したがって、ゲート646の機能は制御しない。NANDゲート648の機能は全ての電力変更シナリオにおいて同じであり、以下の説明では繰り返さないとしても、ここでの説明に含まれるものと理解すべきである。

【0212】

POR 回路600の最初の論理状態設定は、1の値にされている反転された V_START 信号（

【外4】

$$\overline{V_START}$$

）がNANDゲート644へ供給されると終了される。NANDゲート644の

3つの入力のうちの2つが1 (INT_RESおよび
【外5】

V_START

にセットされているので、その出力は第3の入力、PASSIVE信号（インバータ633dにより反転されたトリムビット4設定）、により制御される。トランスポンダが受動モードにあって、PASSIVE信号を真（論理1）にするならば、NANDゲート644は0をNANDゲート646に出力する。トランスポンダが受動モードにあって、PASSIVE信号を偽（論理0）にするならば、NANDゲート644は1をNANDゲート646に出力する。

【0213】

フリップフロップ回路650のフロントエンドにおけるNANDゲート652はそれぞれの入力端子に0を受けており、かつフリップフロップ回路650のフロントエンドにおけるNANDゲート654はそれぞれの入力端子に1を受けているので、フリップフロップ回路650はV_INIT比較器634と電圧制限回路640の両方が状態を変化するまで、フリップフロップ回路650は状態を変えないことがわかる。RESET信号は電圧制限回路640からの入力のために、V_INIT比較器634の状態とは無関係に、ターンオンできた（V#START比較器636とV_SUSTAIN比較器638からの低い出力によりそうされる）ことにも注目すべきである。

【0214】

考察しているシナリオ（いくらか遅い電力供給）では、フリップフロップ回路650が状態を変化するとRESET信号がターンオフされる。V_INIT比較器636は、入力電圧V_{xx}がコンデンサC3を、比較器634の正入力端子における電圧V_{xx}'が、比較器634の負入力端子における今は安定している基準電圧V_{bg}を超えるほど十分に充電した（充電時間Ramp_Delayだけ遅延させられた）時に状態を変える（V_INIT=1へ）。電圧制限回路640の出力も必ず変化し、NANDゲート646への入力が全て1でない限りそれは起きることができない。ゲート646のNANDゲート642からの入力は

、比較器636と638のいずれかが高い出力になるとただちに1へ変化する（すなわち、電圧 V_{xx} が電圧 $V_{sustain}$ または V_{start} を超えた）。NANDゲート644からのゲート646への入力は、3つの条件、すなわち、 INT_RES 信号、 $PASSIVE$ モード信号、および

【外6】

V_START

、のいずれかが論理1であるならば1へ変化する。シナリオのこの点において、 INT_RES 信号は依然として1であり、したがって、トランスポンダ400が受動モード（ $PASSIVE=1$ ）にあるならば、電圧 V_{xx} は電圧 V_{start} を必ず超えて、比較器636に V_START のために高い値を出力して、反転された信号を低くする（

【外7】

V_START

=0）。トランスポンダ400が能動モード（ $PASSIVE=0$ にあるならば

、

【外8】

V_START

信号は無関係である（しかし、NANDゲート642の状態を維持するために電圧 V_{xx} は少なくとも電圧 $V_{sustain}$ （能動）を依然として超えなければならない）。

【0215】

したがって、電圧 V_{xx} がトランスポンダ400の動作モードに対して求められる最低、受動モードでは V_{start} 、能動モードでは $V_{sustain}$ （能動）、より上のレベルまで上昇した時に、 $RESET$ 信号はターンオフ（低く）される。フリップフロップ回路650のフロントエンドにおけるNANDゲート652はその両方の入力端子に1を受けており、かつフリップフロップ回路6

50のフロントエンドにおけるNANDゲート654はそれの両方の入力端子に0を受けているので、フリップフロップ回路650は、V__INIT比較器634または電圧制限回路640のいずれか状態を変化するまで、フリップフロップ回路650は状態を変えることを準備される(RESET信号をターンオンする)ことがわかる。RESET信号がオフにされていると、上で説明したように、トランスポンダ400は正常に動作できる。

【0216】

トランスポンダの正常な動作中は、入力電圧V_{xx}はPOR回路600の論理状態のいずれにも影響を及ぼすことなしにレベルを上げることができる。入力電圧V_{xx}のレベルが低くなると、電圧降下速度とは無関係に、トランスポンダ400の動作モードに従って入力電圧V_{xx}が最低維持電圧レベルV_{sustain}(能動)またV_{sustain}(受動)より低く降下すると、電圧制限回路640はただちにその出力の状態を変化し、したがって、フリップフロップ回路650の状態を変化する(RESET信号を再起動する)。RESET信号がターンオフされた時にINT__RES信号が0に変化したので、電圧制限回路640のフロントエンドにおけるNANDゲート644が、トランスポンダの動作モードとは無関係に、NANDゲート646の第2の入力端子に供給される論理1出力にされ、それにより、NANDゲート646の第1の入力が論理1から論理0で変化したならば、NANDゲート646はその出力(および電圧制限回路640の状態)を変化する準備をする。NANDゲート646への第1の入力は、NANDゲート642への両方の入力に0に変化した時のみ、すなわち、電圧V_{xx}が両方の最低電圧レベル、すなわち、トランスポンダ400の動作モードに従って最低スタート電圧レベルV_{start}と、最低維持電圧レベルV_{sustain}(能動)またはV_{sustain}(受動)以下に降下した時に、その出力を0へ変化するNANDゲート642により制御される。NANDゲート646への、NANDゲート648から来る第3の入力は、通常は1と一定で、制御作用を行わない、フェイルセーフ信号である。

【0217】

電圧が徐々に上昇するシナリオでは、上で説明したシナリオ(いくらか遅い電

圧上昇) に対する唯一の変更は $init$ 遅延回路 620 の効果におけるものである。入力電圧 V_{xx} が十分にゆっくり上昇するならば、コンデンサ C_3 は電圧 $V_{xx'}$ を電圧 V_{xx} とほぼ同じレベルに維持するために十分速く充電し、それにより比較器 634 への正入力をその負入力より常に高くし、したがって比較器 634 から出力された V_INIT 信号は比較器 634 が機能するとただちに高くなる。これは、フリップフロップ回路 650 のフロントエンドにおけるゲート 652 と 654 の出力状態が電圧制限回路 640 の出力状態に依存していることを意味する。POR 600 回路中の論理素子が機能するようになると、NAND ゲート 642 の

【外 9】

$\overline{V_START}$

入力と

【外 10】

$\overline{V_SUSTAIN}$

入力が両方とも論理 1 であるので、そのゲートはただちに零に駆動される。これが NAND ゲート 646 の第 1 の入力端子に供給する論理 0 は、その第 2 の入力とは無関係に、したがってトランスポンダ 400 の動作モードまたは RESET 状態とは独立に、ゲート 646 の出力を 1 にする。NAND ゲート 646 からの論理 1 出力と、インバータ 633e によるその反転の結果としての論理 0 とが電圧制限回路 640 の出力を形成する。その出力はフリップフロップ回路 650 のフロントエンドゲート 654、652 にそれぞれ供給される。フリップフロップ回路 650 へのそれらの入力は、入力電圧 V_{xx} が POR 回路 600 を機能させるために十分高くなった時に、ただちにフリップフロップ回路 650 に高い INT_RES 信号を出力させるため、したがって、RESET 信号をターンオンさせるために十分である。

【0218】

最後に、急な電力供給（受動モードでは電圧 V_{start} レベル、または能動

モードでは $V_{sustain}$ (能動) レベル、より高い V_{xx} 電圧レベルまで) のシナリオでは、 $init$ 遅延回路 620 は異なる役割を演じて、 INT_RES 信号したがって $RESET$ 信号のセットとクリアを決定する。このシナリオでは、論理 0 が

【外 11】

$V_SUSTAIN$

信号により NAND ゲート 642 の入力端子に供給され、かつ受動モードでは

【外 12】

V_START

信号により、または能動モードでは $PSSIVE$ 信号 (偽である) により論理 0 が NAND ゲート 644 の入力端子に供給されるので、電圧制限回路 640 はただちに「クリアされて」論理 0 を NOR ゲート 654 に出力し、その反転されたもの (論理 1) を NAND ゲート 652 に出力する。電圧制限回路 640 のそれらの出力は、フリップフロップ回路 650 のフロントエンドに入力されて、フロントエンドゲート 652 と 654 を V_INIT 比較器 634 から供給されるその入力により制御できるようにする。電力が急に供給されると、 V_INIT 比較器 634 の負入力電圧 (V_{bg}) が、コンデンサ C3 が充電されている間遅れているその正入力電圧 $V_{xx'}$ より高いために、比較器 634 はそれが機能を開始するとただちに低い出力を生ずる。低い V_INIT 信号は論理 0 を NAND ゲート 652 に供給し、論理 1 を NOR ゲート 654 に供給する。上記のように、それらの入力 はフリップフロップ回路 650 の出力をセットし、それにより POR 回路 600 が機能を開始した直後に信号 INT_RES と $RESET$ をターンオンするのに十分である。 INT_RESET 信号は電圧制限回路 640 に帰還されるが、入力電圧 V_{xx} が適切な最低電圧レベル $V_{sustain}$ より高い限り、電圧制限回路 640 の出力には影響を及ぼさない。電圧 $V_{xx'}$ を V_{bg} より高くするのに十分コンデンサ C3 を充電するために要する時間 ($Ramp_Delay$) の後で、 V_INIT 比較器 634 は状態を高い出力信号 V

__INITへ変える。この信号はフリップフロップ回路650のフロントエンドを依然として制御しているので、V__INIT高い信号はフリップフロップ回路650の状態を再び変化させ、今度はその出力をクリヤしてINT RES信号したがってRESET信号をターンオフする。上記のように、論理ゲートの現在の状態は、トランスポンダ400の動作モードに応じて、適切な最低維持電圧レベル、Vsustain（能動）またはVsustain（受動）より低く降下するまで、維持される。入力電圧レベルVxxが、速さとは無関係に、このように低く降下すると、電圧制限回路640は状態を変化して、フリップフロップ回路650に状態を変化させることにより、トランスポンダ400が機能を完全に停止する（電力が更に降下する）か、さもなければ電力が、上で概略説明した始動条件に合致するのに十分に高く入力電圧Vxxを上昇させるのに電力が十分に戻るまで、信号INT__RESとRESETをターンオンする。

【0219】

図面および以上の説明で本発明を示し、記述したが、それは例示であって特徴を限定するものではないと考えるべきであり、好適な実施形態のみを示して説明したものであることを理解すべきであり、全ての改変は本発明の要旨内に入り、保護されることが望まれる。疑いもなく、上記「主題」に対する他の多くの「変化」は本発明が最も近く属している技術の当業者には着想されるものであり、それらの変化はここに開示している本発明の範囲内に含まれるべきであることを意図している。

【図面の簡単な説明】

【図1】

外部読取器／質問器および空気入りタイヤ内のRFトランスポンダを備えている本発明のRFトランスポンダ装置の一般化した図である。

【図2】

本発明の以前のモデルのRFトランスポンダの主要部品のブロック図である。

【図3】

本発明の以前のモデルの図2のRFトランスポンダの主要部の回路図である。

【図3A】

本発明の以前のモデルの図2のRFトランスポンダの一部の回路図である。

【図3B】

本発明の以前のモデルの図2のRFトランスポンダの一部の回路図である。

【図3C】

本発明の以前のモデルに従って、データをどのように配列し、送信するかを示す図2のRFトランスポンダのメモリ空間内の図である。

【図3D】

本発明の以前のモデルの図2のRFトランスポンダのトランスポンダ指示値とトランスポンダ電力のグラフである。

【図4A】

本発明のRFトランスポンダの主な部品のブロック図である。

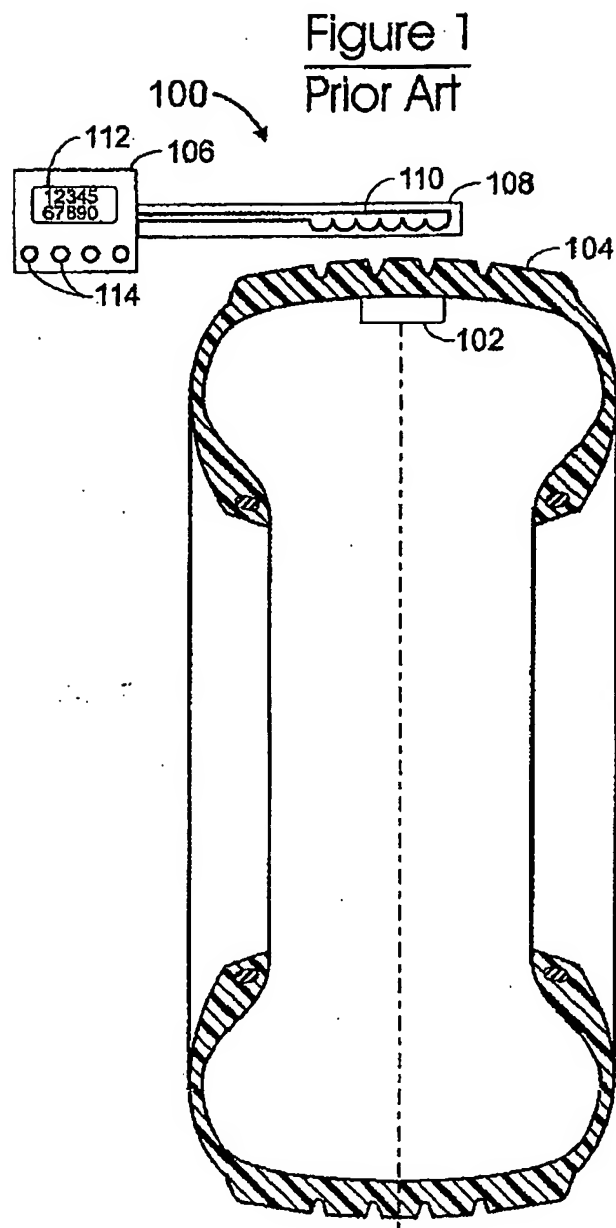
【図4B】

本発明の以前のモデルに従って、データをどのように配列し、送信するかを示す図4AのRFトランスポンダのメモリ空間内の図である。

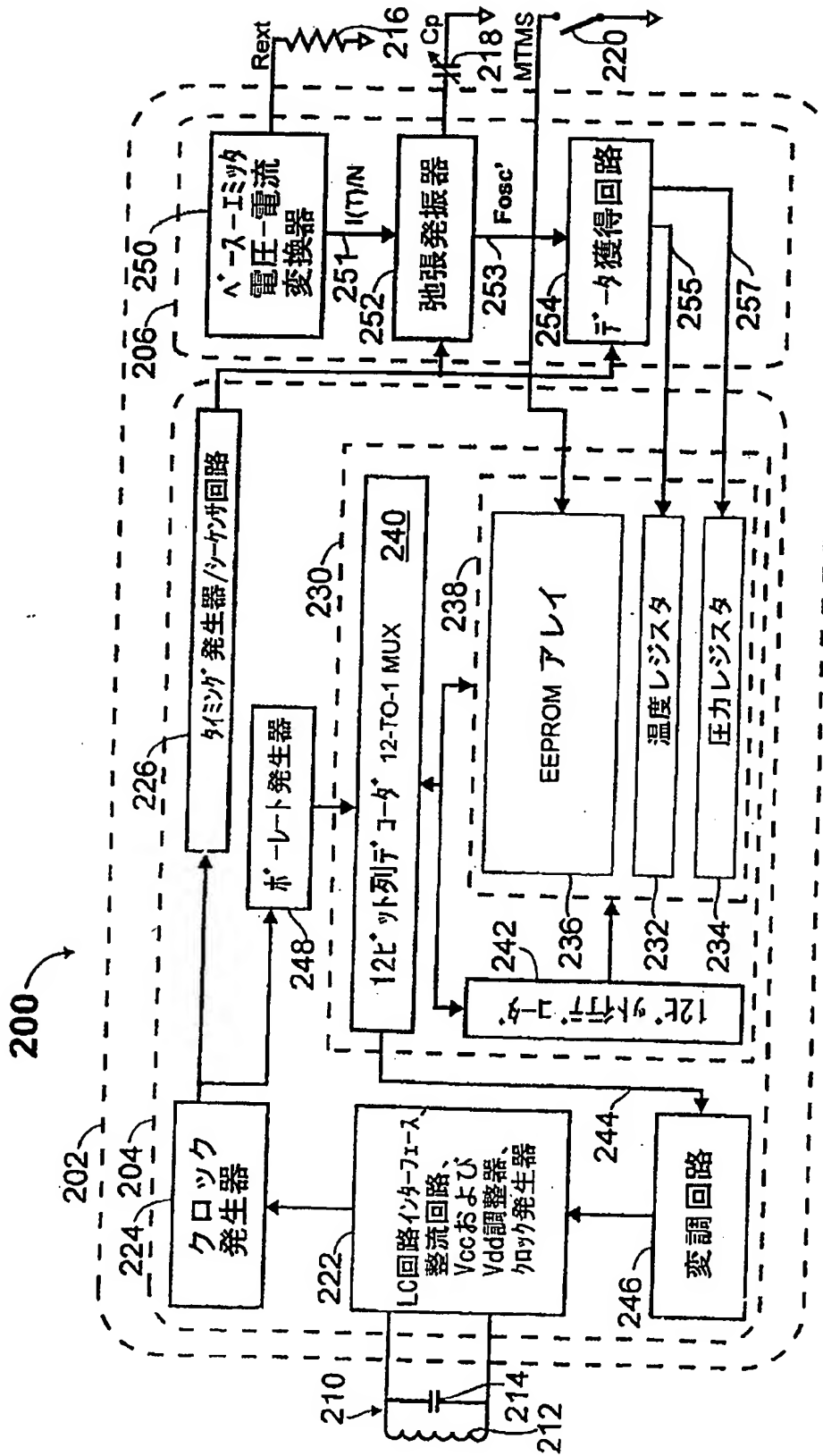
【図5】

本発明の図4AのRFトランスポンダの電力オン・リセット部分の回路図である。

【図1】

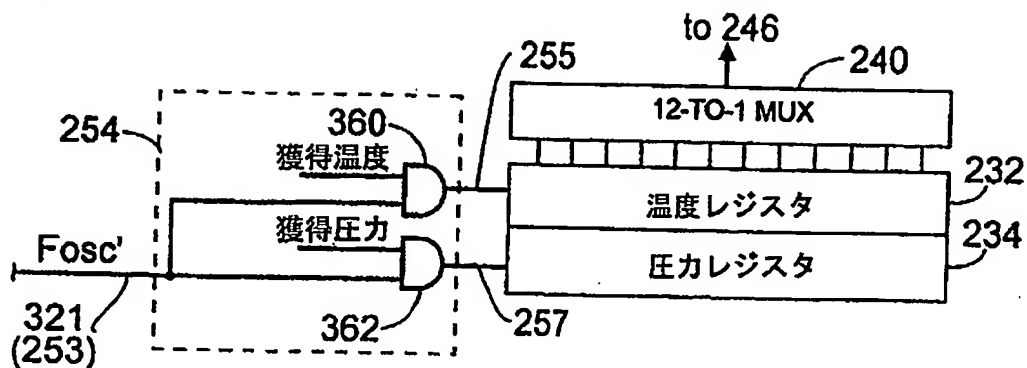


【図2】

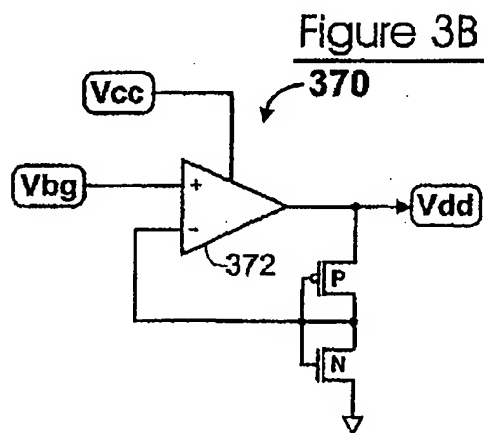


[illegible]

【図3A】



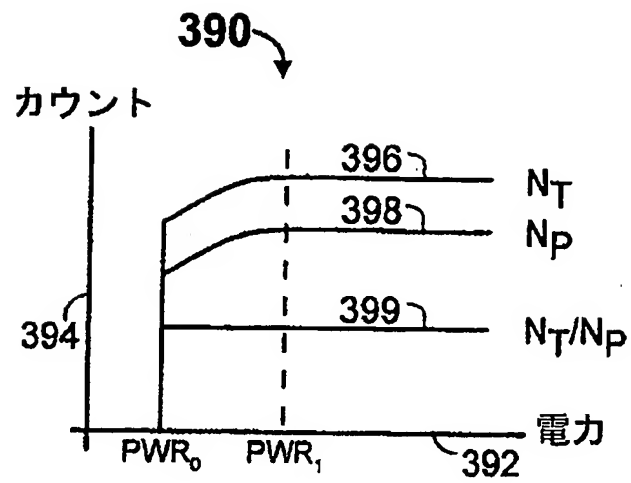
【図3B】



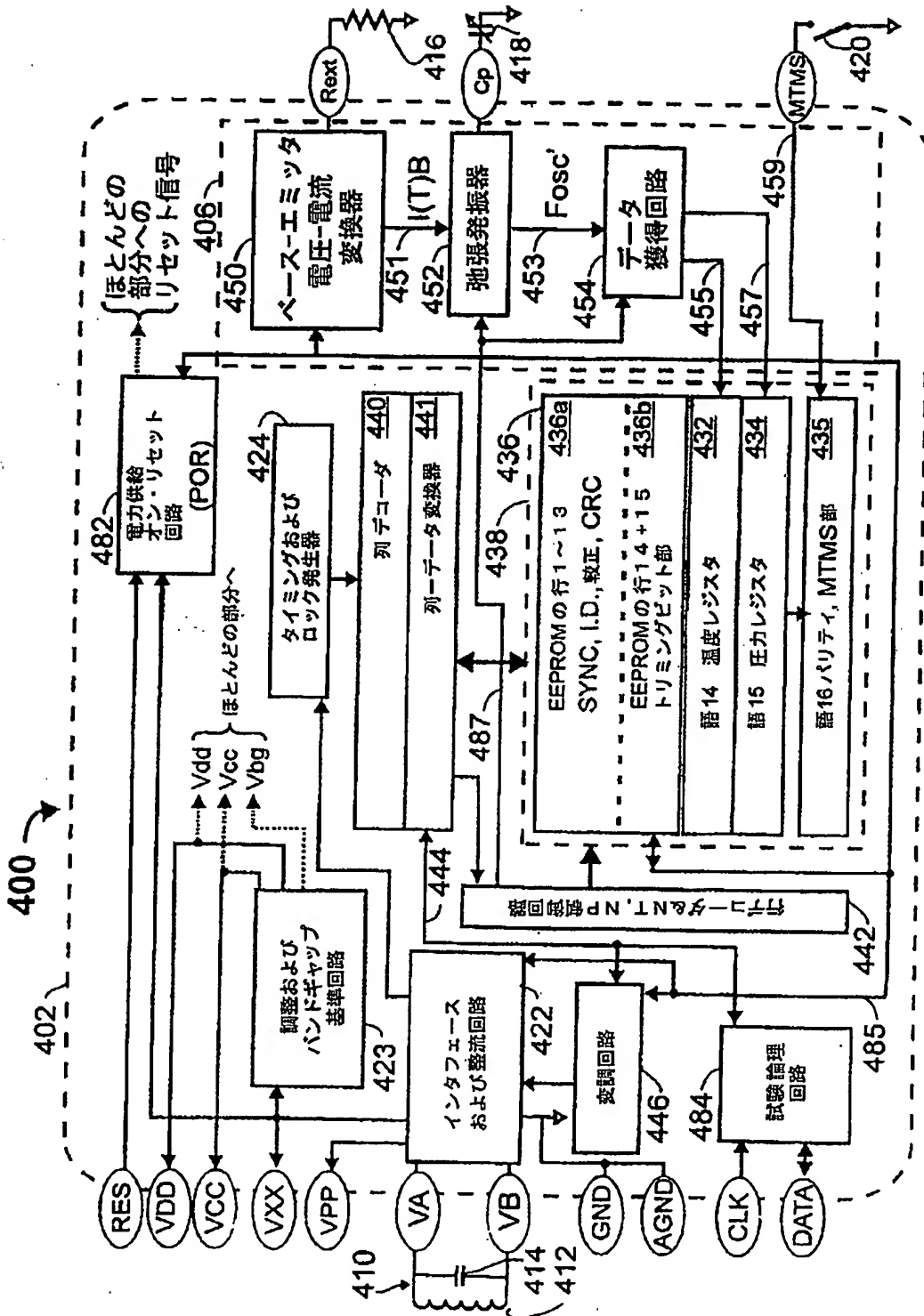
【図3C】

← 12 列 →	
行 1	SYNC 000..011
行 2	データ 012..023
行 3	データ 024..035
行 4	データ 036..047
行 5	データ 048..059
行 6	データ 060..071
行 7	データ 072..082, MTMS 083
行 8	温度成分 084..095
行 9	圧力成分 096..107
行 10	温度／圧力勾配 PES 108..113, 114..119
行 11	温度カウント (NT) 120..131
行 12	圧力カウント (NP) 132..143

【図3D】



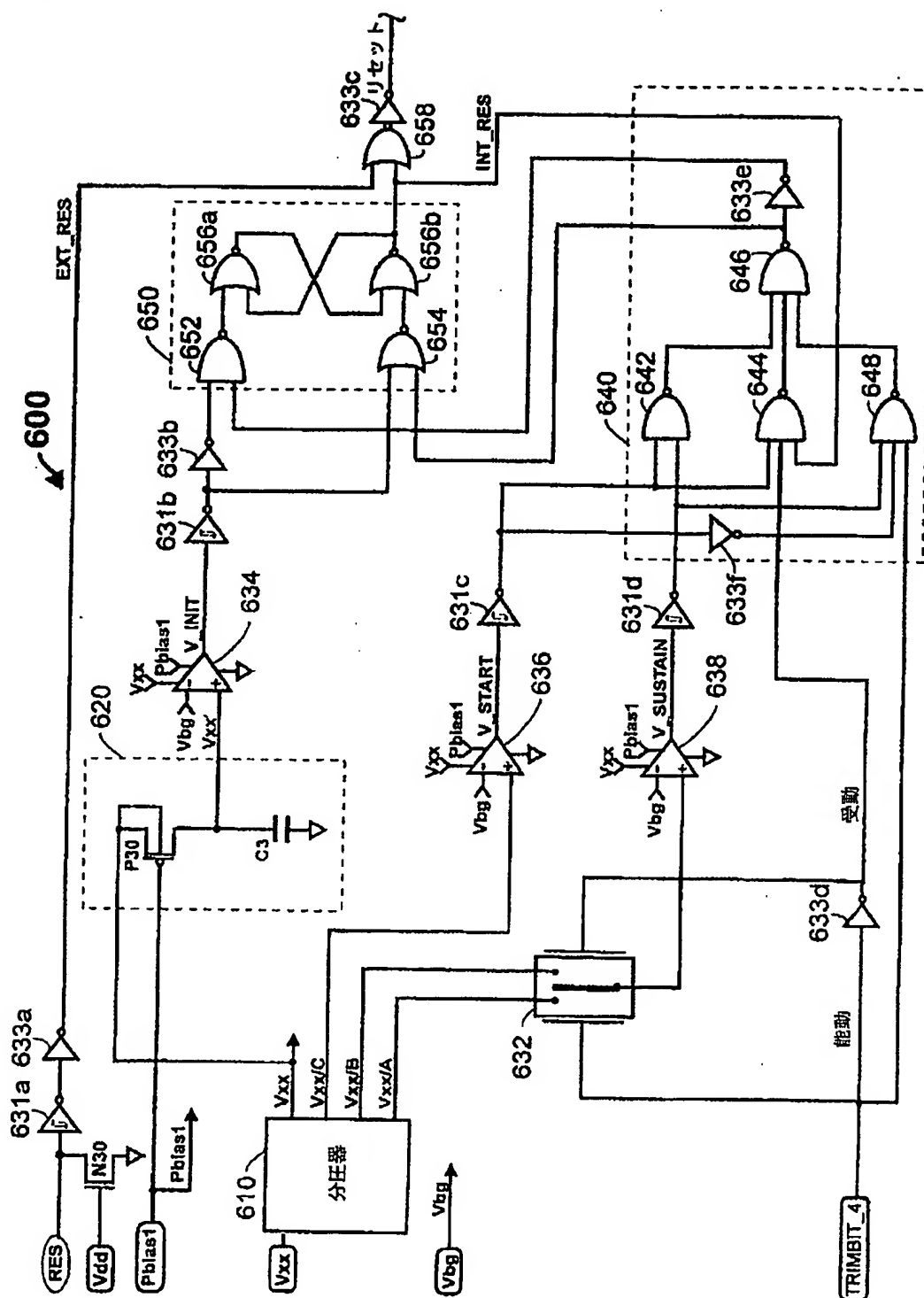
400 →



【図4B】

EEPROM 場所	データ流	← 12 ビット語 →	
行 1	語 1	同期語 (12)	12ビット同期語
行 2	語 2	ID (12)	
行 3	語 3	ID (12)	
行 4	語 4	ID (12)	
行 5	語 5	ID (12)	
行 6	語 6	温度校正 (12)	ユーザ ID 48ビット
行 7	語 7	温度校正 (12)	
行 8	語 8	圧力校正 (12)	
行 9	語 9	圧力校正 (12)	
行 10	語 10	チップ ID (12)	
行 11	語 11	チップ ID (12)	温度及び圧力校正 データ48ビット
行 12	語 12	チップ ID (12)	
行 13	語 13	CAL ID (4) CRC (8)	
	語 14	温度 NT (12)	
	語 15	圧力 NP (12)	
	語 16	開き (5), MTMS (1) NP, NT パリティ (6)	トランスポンダチップ ID36ビット
語 14		トリミングビット (12)	校正ID4ビット及びCRC8ビット
語 15		トリミング反転ビット (12)	
			温度(NT)及び圧力 (NP)データのレジスタ
			11111, MTMS 状態及び NP, NTデータのバリティ
			12ビットトリミングレジスタ

【図5】



【手続補正書】

【提出日】平成13年11月22日(2001.11.22)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数の回路(200、400)と、入力電圧(V_{xx})を含む電力(V_{xx} 、 V_{cc} 、 V_{dd})を複数の回路に供給する電源(222、422、423)と、他の複数の回路を適切に動作させるために十分な電力(V_{start} 、 $V_{sustain}$)を供給しなければ、他の複数の回路を動作しないリセット状態に維持するリセット信号(INT_RES 、 $RESET$)を発生する電力供給オン・リセット(POR)回路(482、600)を備えた複数の回路の1つとを備えているRFトランスポンダ(102、200、400)において、

他の複数の回路の少なくとも1つが、リセット信号が発生された時に、完全なデータ流の第1のバス送信を確保するために、データ流の第1のビットにおいてデータ流の送信を開始する制御論理(440、442)を備えている、ことを特徴とするRFトランスポンダ。

【請求項2】 リセット信号の状態をセットおよびクリアするためのフリップフロップ回路(650)と、

比較器(634)の入力端子に接続され、フリップフロップ回路がトランスポンダの突然の電力上昇後の遅延時間($Ramp_Delay$)の間リセット信号をオン状態に保持するようにフリップフロップ回路を制御するinit遅延回路(620)と、

を備えることを特徴とする請求項1に記載のRFトランスポンダ。

【請求項3】 リセット信号の状態をセットおよびクリアするためのフリップフロップ回路(650)と、

第1の比較器(638)に接続され、電圧制限回路(640)に入力信号(V#SUSTAIN)を供給する分圧器(610)とを備え、

前記電圧制限回路は、フリップフロップ回路が、最低維持電圧($V_{sustain}$)より低いか、それに等しい入力電圧に応答してリセット信号をセットし、かつ最低維持電圧より高い入力電圧に応答してリセット信号をクリアするするように、フリップフロップ回路を制御することを特徴とする請求項1に記載のRFトランスポンダ。

【請求項4】 最低維持電圧が異なるトランスポンダ動作モード(能動、受動)で異なる値($V_{sustain}$ (能動)、 $V_{sustain}$ (受動)、 V_{start})を有することを特徴とする請求項3に記載のRFトランスポンダ。

【請求項5】 能動トランスポンダ動作モードにおいて、電源は複数の回路のための電力を電池から取り出し、

受動トランスポンダ動作モードにおいて、電源は複数の回路のための電力をアンテナ装置(210、410)により受けられたRF信号から取り出すことを特徴とする請求項4に記載のRFトランスポンダ。

【請求項6】 分圧器に接続され、入力信号(V_{START})を電圧制限回路に供給する第2の比較器(636)を備え、

前記電圧制限回路は、入力電圧が最低維持電圧($V_{sustain}$)より低いか、それに等しい値から最低スタート電圧(V_{start})まで上昇している間にフリップフロップ回路がリセット信号をセットし、かつ入力電圧が最低スタート電圧より高く上昇する時にフリップフロップ回路がリセット信号をクリアするようにフリップフロップ回路を制御することを特徴とする請求項3に記載のRFトランスポンダ。

【請求項7】 入力電圧が最低スタート電圧より高く上昇した後で、入力電圧が最低維持電圧より高いままである限り、フリップフロップ回路がクリアされたりセット信号を維持するように、かつ入力電圧が最低スタート電圧より高く上昇した後で、入力電圧が最低維持電圧より低いか、それに等しい電圧まで降下した時に、フリップフロップ回路がリセット信号をセットするように、第1の比較器からの入力信号と第2の比較器からの入力信号を組合わせる電圧制限回路内の

論理 (633f、642、644、646、648、633e) を備えることを特徴とする請求項6に記載のRFトランスポンダ。

【請求項8】 電力上昇の開始後に、遅延時間 (Ramp_Delay) である第1の期間と、入力電圧が最低電圧 (Vsustain、Vstart) より高くまで上昇する間に費やされる時間である第2の期間のうちの長いほうの期間の間、フリップフロップ回路がリセット信号をオン状態に保つように、フリップフロップ回路の制御を電圧制限回路と分担する第2の比較器 (634) の入力端子に接続されているinit遅延回路 (620) を備えることを特徴とする請求項3に記載のRFトランスポンダ。

【請求項9】 外部リセット信号 (EXT_RES) のための入力 (RES) と、

外部リセット信号を電力供給オン・リセット回路が発生したリセット信号 (INT_RES) に組合わせて組合わされたりセット信号 (RESET) を形成する少なくとも1つの論理素子 (658、633c) とを備え、

組合わされたりセット信号は外部リセット信号または電力供給オン・リセット回路が発生したリセット信号のいずれかがセットされたことに応答してセットされ、組合わされたりセット信号は、外部リセット信号と電力供給オン・リセット回路が発生したリセット信号が両方ともクリアされた時に、クリアされることを特徴とする請求項1に記載のRFトランスポンダ。

【請求項10】 アースと外部リセット信号のための入力との間に接続されているゲート (N30) を備え、

電源電圧が論理制御に適するレベルにある時に外部リセット信号がクリアされるように、ゲートは電源電圧の1つ (Vdd) により制御されることを特徴とする請求項9に記載のRFトランスポンダ。

【請求項11】 電力供給オン・リセット回路のための電力が利用可能な調整された最高電圧 (Vxx) であり、複数の回路のうちの他方の回路より前に電力供給オン・リセット回路が機能するように、最少電力使用および最低可能電圧での動作のために電力供給オン・リセット回路の部品が選択されるRFトランスポンダにおいて、

電力供給オン・リセット回路が、
低電流3段比較器(634、636、638)と、
シュミットトリガ・インバータ(631b、631c、631d)と、
オンチップ高ボリ抵抗値を利用する低電流分圧器(610)と、
を備えていることを特徴とする請求項1に記載のRFトランスポンダ。

【請求項12】 複数の回路(200、400)と、入力電圧(V_{xx})を含む電力(V_{xx} 、 V_{cc} 、 V_{dd})を複数の回路に供給する電源(222、422、423)と、複数の回路の適正な動作を確保するために十分な電力(V_{start} 、 $V_{sustain}$)を電源が有しなければ複数の回路のうちの選択された回路を動作しないリセットモードに維持するリセット信号(INT_RES 、 $RESET$)を発生するための電力供給オン・リセット(POR)回路(482、600)とを備えるRFトランスポンダ(102、200、400)の、電力上昇中および電力下降中の動作を制御する方法において、

リセット信号が発生された時に、完全なデータ流の第1のパス送信を確保するために、送信すべきデータ流の第1のビットでデータ送信を開始することと、
を備えることを特徴とする電力上昇中および電力下降中のRFトランスポンダ(102、200、400)の動作を制御する方法。

【請求項13】 トランスポンダの突然の電力供給後に遅延時間($Ramp_Delay$)の間リセット信号をオン状態に保持すること、
を備えることを特徴とする請求項12に記載の方法。

【請求項14】 最低維持電圧($V_{sustain}$)の値を、RFトランスポンダのための種々の動作モード(能動、受動)を基にして、トランスポンダ動作のための種々の値($V_{sustain}$ (能動)、 $V_{sustain}$ (受動)、 V_{start})に選択することを備えることを特徴とする請求項12に記載の方法。

【請求項15】 能動トランスポンダ動作モードにおいては、電源は複数の回路のための電力を電池から取り出し、

受動トランスポンダ動作モードにおいては、電源は複数の回路のための電力をアンテナ装置(210、410)により受けられたRF信号から取り出す、

ことを特徴とする請求項14に記載の方法。

【請求項16】 電力上昇の開始後に、遅延時間である第1の期間 (Ramp_Delay) と、入力電圧が最低電圧 (Vsustain、Vstart) より高くまで上昇する間に費やされる時間である第2の期間のうちの長い期間の間リセット信号をオン状態に保つこと、
を備えることを特徴とする請求項12に記載の方法。

【請求項17】 外部から供給された外部リセット信号 (EXT_RES) またはトランスポンダが発生したリセット信号 (INT_RES) のいずれかがセットされた時に組合わされたりセット信号 (RESET) をセットすることと

、
外部リセット信号とトランスポンダが発生したリセット信号が両方ともクリアされた時に組合わされたりセット信号をクリアすることと、
を備えていることを特徴とする請求項12に記載の方法。

【請求項18】 電源の電圧レベルがデジタル論理制御のために適当である時には常に外部から供給された外部リセット信号をクリアすること、
を備えていることを特徴とする請求項17に記載の方法。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0001

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0001】

関連する出願との相互参照

本出願は、その出願日と同日に出願された、トランスポンダ用弛張発振器 (RELAXATION OSCILLATOR FOR TRANSPONDER) という名称のPCT出願番号PCT/US99/29890と、トランスポンダ用のプログラム可能な変調インデックス (PROGRAMMABLE MODULATION INDEX FOR TRANSPONDER) という名称のPCT出願公開番号WO00/70552と、トランスポンダ用のプログラム

可能なトリミング (PROGRAMMABLE TRIMMING FOR TRANSPONDER) という名称の PCT出願番号PCT/US99/29840 とに関連している。

本出願は、共に1999年12月14日に出願された、本願出願人が所有する未決のPCT出願番号PCT/US99/29668とPCT出願番号PCT/US99/29606の一部継続出願であり、これらは、順次、すべて1998年4月14日に出願された、本願出願人が所有する未決のPCT出願公開番号WO99/52723とPCT出願公開番号WO99/52724とPCT出願公開番号WO99/53279の一部継続出願である。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0002

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0002】

本出願は、Yonesにより1999年5月17日に出願された、米国仮特許出願番号60/134,398の利益を要求する。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0010

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0010】

欧州特許出願EPO, 832,765 (Motorola, 1998) は、この欧州特許出願の全ては参照することによりここに含まれる、「タイヤ圧監視システム」を開示しており、そのシステムはシステム制御器(60)と各タイヤ内の受動タグ(例えば11)に加えて各タイヤに関連する遠隔送信器(例えば30)と遠隔受信器(例えば20)を備えている。遠隔送信器は、制御器によって活性化された時、最初のRF信号を引き続いて送信する。タグは、最初のRF信号

を受信し、タイヤ内の圧力が所定の圧力より高い時、タグは、最初のRF信号を積分量で割り算した周波数を有する2番目のRF信号を送信する。遠隔受信器を経て、最初のRF信号を送信後、所定の時間内に2番目のRF信号を受信したかどうかを制御器が決定する。所定の時間経過後、タグの1つから2番目のRF信号が受信されなかった時、少なくとも複数のタイヤの1つの圧力検知に欠陥があることを示す信号を制御器は発生する。開示したシステムは複雑な回路を回避することにより、「より単純に、より経済的に」することを意図したものである。タグの比較器(114)を用いることを通じて、感知した(112)タイヤ圧がタグ論理回路(111)により所定の値と比較され、それから2番目のRF信号の送信又は不送信が、比較がタイヤ圧を受け入れ可能を示したかどうかを指示するために用いられる。タグ論理回路の一連の操作が、タイマーとカウンターを含めて、電力供給オン・リセットの特徴によってリセットされる。

タグと、それに組合わされる状態センサ(たとえば、圧力センサ)とを自動車の各タイヤ内に装着して、共通の1つの質問器(または受信器)でそれらのトランスポンダのおのおのからの情報を集め、修正(たとえばタイヤ交換)を要する低いタイヤ圧状態を自動車の運転者に警告することが知られている。たとえば、米国特許第5,540,092号(Hndfield他、1996年)、この米国特許の全ては参照することによりここに含まれる、が空気入りタイヤを監視する装置および方法を開示している。その米国特許の図1はトランスポンダ(22)と受信器(24)を備えている空気入りタイヤ監視装置(20)を開示している。

【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0017

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0017】

タイヤに装着されるトランスポンダに使用するのに適する圧力トランスデューサには、

(a) 圧電トランスデューサ、

(b) 米国特許第3, 893, 228号 (George他、1975年) および米国特許第4, 317, 216号 (Gragg, Jr.、1982年) に開示されているものなどの圧電抵抗素子、

(c) 米国特許第4, 701, 826号 (Mikkor、1987年)、米国特許第5, 528, 452号 (Ko、1996年)、米国特許第5, 706, 565号 (Sparkes他、1998年) および WO00/02028 (Ko他、1999年7月7日出願) に開示されているものなどのシリコン容量圧力トランスデューサ、

(d) コンダクタンスが $i n k$ である可変導電性ラミネートで形成された素子

(e) 可変導電性弾性組成で形成された素子、
が含まれる。

【手続補正6】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0028

【補正方法】 変更

【補正の内容】

【0028】

(発明の概要)

無線周波数 (RF) トランスポンダが、トランスポンダを外部の読取器／質問器に結び付けるものに独特の情報を送信できる回路を有している。また、1つまたは複数のトランスポンダ・センサ (トランスデューサ) がトランスデューサの場所において実時間パラメータ測定を行う。それらの測定値はデータ流中のデータの形で、トランスポンダにより外部の読取器／質問器へ送られる RF 信号にデータ流を加える (変調する) などの、トランスポンダにより出力された信号に載せられて読取器／質問器へ送られる。

【手続補正7】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0029

【補正方法】 変更

【補正の内容】

【0029】

圧力と温度との通常2つの実時間パラメータが測定される。圧力は独立している（「オフチップ」）圧力センサにより測定することが好ましい。その圧力センサは、多項式などの、既知のやり方で、または好ましくは周囲圧のほぼ一次関数として、その容量値を変化する種類のものである。好ましくは、温度センサはトランスポンダのICチップ内に埋め込まれ（「オンチップ」）、温度補償された真の圧力を容易に計算できるように圧力センサが受けるのとほぼ同じ周囲温度にさらされるように配置される。

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No. PCT/US 99/29723	
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 B60C23/04	
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC	
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 B60C	
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched	
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)	
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT	
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages Relevance to claims No.
Y	EP 0 832 765 A (MOTOROLA INC) 1 April 1998 (1998-04-01) column 7, line 2 - column 9, line 16; figures 3,5 1,13,15
A	2,3,9, 11,14, 16,18, 20,21,23
Y	US 5 824 891 A (MONSON MARK BRIAN) 20 October 1998 (1998-10-20) column 7, line 15 - column 8, line 63; figure 4 1,13,15
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C.	
<input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.	
* Special categories of cited documents : "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "A" document member of the same patent family	
Date of the actual completion of the international search 23 March 2000	Date of mailing of the international search report 13/04/2000
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. Box 6818 Paternoster 2 NL - 2200 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2340, Tx. St 851 epo nl Fax (+31-70) 340-3018	Authorized officer Smeyers, H

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No.

PCT/US 99/29723

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0832765 A	01-04-1998	JP 10111205 A	28-04-1998
		US 5883305 A	16-03-1999
US 5824891 A	20-10-1998	EP 0799728 A	08-10-1997
		EP 0810108 A	03-12-1997
		EP 0799729 A	08-10-1997
		JP 10054770 A	24-02-1998
		JP 10054771 A	24-02-1998
		JP 10054772 A	24-02-1998
		US 5844130 A	01-12-1998
		US 5939977 A	17-09-1999

フロントページの続き

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, I T, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(GH, GM, K E, LS, MW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AE, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, C R, CU, CZ, DE, DK, DM, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, K Z, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, S K, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW

(72)発明者 ヨーンズ、 デール、 リー
アメリカ合衆国 80303 コロラド州 プ
ールダー アラバホエ ロード 5610 ア
パートメント 133

Fターム(参考) 2F055 AA12 BB19 CC60 EE25 FF34
GG31
2F073 AA02 AA03 AA36 AB05 AB14
BB01 BC02 CC03 CC07 CC08
CC10 CD16 EE11 EE12 FF01
FF16 FG02 FG14 GG01 GG02
GG06 GG09
5J055 BX41 CX28 DX01 EY11 EY12
EY17 EY21 EZ04 EZ07 EZ10
EZ25 EZ32 EZ33